

Victor Eberhardt Menegon

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DIFERENTES TIPOS  
DE CONTROLE PARA MSIP**

Trabalho de Conclusão de Curso  
submetido ao Departamento de  
Engenharia Elétrica e Eletrônica da  
Universidade Federal de Santa Catarina  
para a obtenção do título de Bacharel  
em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Lobo  
Heldwein

Coorientador: Eng. Ms. Claudio  
Eduardo Soares

Florianópolis  
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Menegon, Victor Eberhardt

Desenvolvimento e Análise de diferentes tipos de  
controle para msip / Victor Eberhardt Menegon ;  
orientador, Marcelo Lobo Heldwein, coorientador,  
Cláudio Eduardo Soares, 2018.

109 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro  
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,  
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

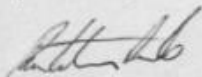
1. Engenharia Elétrica. 2. Controle Trapezoidal.  
3. Controle Vetorial. 4. Motores Síncronos de Ímãs  
Permanentes. I. Lobo Heldwein, Marcelo . II.  
Soares, Cláudio Eduardo. III. Universidade Federal  
de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica.  
IV. Título.

Victor Eberhardt Menegon

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE DIFERENTES TIPOS DE CONTROLE PARA  
MSIP**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em sua forma final, pela Banca Examinadora

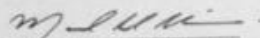
Florianópolis, 27 de junho de 2018.



Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.

Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

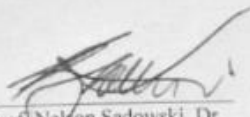
**Banca Examinadora:**



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.  
Orientador  
Universidade UFSC



Eng. Claudio Eduardo Soares, Ms.  
Coorientador



Prof. Nelson Sadowski, Dr.  
Universidade UFSC



Prof. Gianni Waltrich, Dr.  
Universidade UFSC



Dedico este trabalho à Deus, minha  
família e minha namorada.

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente agradeço à Deus por sempre me ajudar e me capacitar. Agradeço aos meus pais, Ana e Nilson, por sempre batalharem para que eu tivesse a melhor educação e a minha namorada, Carina, por todo o apoio e amor. Agradeço ao Professor Marcelo Lobo Heldwein por permitir a execução deste trabalho no meu estágio e me orientar da melhor maneira possível. Agradeço ao meu orientador de estágio Cláudio Eduardo Soares pela paciência e todos os ensinamentos transmitidos. Agradeço por fim ao meu chefe Alexandre Cabral e a Embraco por me darem a oportunidade de fazer um estágio de 1 ano e meio e ainda fazer este trabalho de conclusão de curso nas instalações da empresa







## RESUMO

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de modelos matemáticos no MATLAB, os quais representam motores síncronos de ímãs permanentes para desenvolvimento e validação de controladores para diferentes topologias de controle, como a Trapezoidal e a Vetorial com diferentes modulações como a senoidal e com a utilização de vetores espaciais. Além de desenvolver todo o embasamento teórico e análise de eficiência do conjunto inversor-motor para as topologias citadas em uma bancada dinamômetro.

**Palavras-chave:** Controle Trapezoidal. Controle Vetorial. Motores Síncronos de Ímãs Permanentes.



## ABSTRACT

This work shows the development of mathematical models in MATLAB, which represent permanent magnet synchronous machines in order to develop e validate controllers for different control topologies, such as Six-Step and Field Oriented Control employing different modulations such as sinusoidal PWM and space vector modulation. The theoretical background is also explained and the analysis of the efficiency of the inverter-motor system for the considered topologies in a dynamometer lab-bench is presented.

**Keywords:** Six-Step Control. Field Oriented Control. Permanent Magnet Synchronous Machine.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. (a) <i>BEMF</i> trapezoidal. (b) <i>BEMF</i> senoidal. ....	28
Figura 2. <i>BLDC</i> com 4 polos e ímãs superficiais .....	29
Figura 3. Circuito Elétrico de um motor <i>BLDC</i> .....	30
Figura 4. Diagrama de forças atuantes no rotor .....	32
Figura 5. Modelo inversor-motor .....	33
Figura 6. Representação de um MOSFET com diodo anti-paralelo.....	34
Figura 7. Ilustração de caráter didático para representar os períodos com perdas no Inversor. ....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>
Figura 8. Tensões induzidas de fase com defasamento ideal de $120^\circ$ ...	40
Figura 9. Formas de onda para Controle Trapezoidal $120^\circ$ ideal .....	42
Figura 10. Tensão induzida e corrente na Fase A de um motor <i>BLDC</i> .	43
Figura 11. <i>PWM</i> nos interruptores .....	44
Figura 12. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal .....	44
Figura 13. Transformada de Park .....	47
Figura 14. Transformada de Park .....	48
Figura 15. Diagrama de Blocos do Controle Vetorial .....	49
Figura 16. Condição de Máximo Torque. ....	50
Figura 17. Modulação Senoidal (GUPTA 2017).....	51
Figura 18. Tensão de Barramento referenciada em espaço de vetores (TEXAS INSTRUMENTS, 1998) .....	51
Figura 19. Vetores de Tensão de Fase com Neutro constante .....	52
Figura 20. Diagrama de Vetores Espaciais e sequência de comutação por setor. ....	53
Figura 21. Sequência de acionamento para Setor 1. Adaptado de Krishnan (2010). ....	55
Figura 22. Flutuação do Ponto Neutro para utilização de <i>SVM</i> .....	56
Figura 23. Tensões de Fase resultantes para <i>SVM</i> .....	56
Figura 24. (a) Condução das Fases B e C. (b) Abertura da Fase C e condução pelo diodo anti-paralelo até extinção da corrente. (c) Entrada em condução das Fases A e B. ....	59
Figura 25. Simulação da resposta ao degrau de torque 0.2 N.m .....	62
Figura 26. Teste de resposta ao degrau de torque 0.2 N.m.....	63
Figura 27. Simulação da resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM .....	64
Figura 28. Teste de resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM .....	64
Figura 29. <i>BEMFs</i> não ideais em regime permanente .....	65
Figura 30. Correntes de Fase em regime permanente .....	65

Figura 31. Correntes de Fase em regime permanente retiradas do Osciloscópio.....	66
Figura 32. Corrente de Fase retirada do Osciloscópio .....	66
Figura 33. Sequência de Acionamento dos interruptores para um ciclo.....	66
Figura 34. Acionamento em fase com as <i>BEMFs</i> .....	67
Figura 35. Torque Eletromagnético para Controle Trapezoidal.....	67
Figura 36. Diagrama de Bode para malha de corrente do Controle Vetorial .....	71
Figura 37. Diagrama de Bode para malha de velocidade do Controle Vetorial .....	71
Figura 38. Corrente, Tensão e <i>BEMF</i> de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor <i>BLAC</i> .....	72
Figura 39. <i>Id</i> e <i>Iq</i> em regime permante após perturbação.....	72
Figura 40. <i>Ia</i> , <i>Ib</i> e <i>Ic</i> em regime permante e após perturbação.....	73
Figura 41. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m .....	73
Figura 42. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m .....	74
Figura 43. Corrente multiplicada por 100, Tensão e <i>BEMF</i> de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor <i>BLDC</i> com modulação senoidal .....	74
Figura 44. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e modulação senoidal .....	75
Figura 45. Correntes <i>Id</i> e <i>Iq</i> em regime permante após perturbação para modulação senoidal.....	75
Figura 46. Zoom das correntes <i>Id</i> e <i>Iq</i> em regime permante após perturbação para modulação senoidal.....	76
Figura 47. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal.....	76
Figura 48. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal.....	77
Figura 49. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com modulação senoidal.....	77
Figura 50. Corrente multiplicada por 100, Tensão e <i>BEMF</i> de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor <i>BLDC</i> com <i>SVM</i> .....	78
Figura 51. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e <i>SVM</i> .	78
Figura 52. Correntes <i>Id</i> e <i>Iq</i> em regime permante após perturbação para <i>SVM</i> .....	79
Figura 53. Zoom correntes <i>Id</i> e <i>Iq</i> em regime permante após perturbação para <i>SVM</i> .....	79

Figura 54. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com <i>SVM</i> .....	80
Figura 55. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com <i>SVM</i> .....	80
Figura 56. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com <i>SVM</i> .....	81
Figura 57. Dinamômetro .....	84
Figura 58. Tensão de fase em azul e <i>BEMF</i> de fase em vermelho para controle vetorial com modulação senoidal. Simulação feita em malha aberta. ....	86
Figura 59. Tensão de fase em azul e <i>BEMF</i> de fase em vermelho para controle trapezoidal. Simulação feita em malha aberta. ....	86
Figura 60. Comparativo entre a forma de onda da tensão de fase para modulação senoidal (azul) e <i>SVM</i> (vermelho) para malha aberta. ....	87





## LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado.....	28
Tabela 2. Padrão de comutação para Controle Vetorial para <i>duty cycle</i> de 100% . ....	41
Tabela 3. Vetores para acionamento com <i>Space Vector Modulation</i> ....	54
Tabela 4. Comparativo entre as simulações .....	81
Tabela 5. Resumo da média das Eficiências e o desvio padrão.....	85



## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

CC - Corrente Contínua

MSIP - Motor Síncrono de Ímãs Permanentes

*BEMF* - Força Contra Eletromotriz (*Back Electromotive Force*)

*BLAC* - Motor de Corrente Alternada Sem Escovas (*Brushless Alternate Current*)

*BLDC* - Motor de Corrente Contínua Sem Escovas (*Brushless Direct Current*)

Controlador PI – Controlador Proporcional-Integral

*PWM* – Modulação de Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)

*SVM* – *Space Vector Modulation*

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>25</b>
1.1	OBJETIVOS .....	26
1.1.1	Objetivo geral.....	26
1.1.2	Objetivos específicos .....	26
<b>2</b>	<b>MOTORES SÍNCRONOS .....</b>	<b>27</b>
2.1	Motores Síncronos de Ímãs Permanentes .....	27
2.2	Modelo Matemático MSIP <i>BLDC</i> .....	29
2.2.1	Equações Elétricas .....	29
2.2.2	Equações Mecânicas .....	32
2.3	INVERSOR DE FREQUÊNCIA .....	33
2.4	PERDAS .....	33
2.4.1	Perdas no Inversor.....	33
2.4.1.1	Perdas por Condução .....	34
2.4.1.2	Perdas por Comutação .....	35
2.4.2	Perdas no Motor.....	37
2.4.2.1	Perdas Resistivas.....	37
2.4.2.2	Perdas por fricção mecânica nos rolamentos .....	38
2.4.2.3	Perdas magnéticas.....	38
<b>3</b>	<b>TIPOS DE CONTROLE .....</b>	<b>39</b>
3.1	Condição de Máxima Eficiência .....	39
3.2	Controle Trapezoidal .....	39
3.2.1	Perdas no Controle Trapezoidal.....	45
3.3	Controle Vetorial .....	45
3.3.1	Transformada de Park.....	46
3.3.2	Transformada de Clarke.....	47
3.3.3	Modelo do Motor no Referencial Síncrono.....	48
3.3.4	Modulações para Controle Vetorial .....	50
3.3.4.1	Senoidal .....	50

3.3.4.2	<i>Space Vector Modulation</i> .....	52
3.3.5	<b>Perdas no Controle Vetorial</b> .....	56
4	<b>MODELO MATLAB</b> .....	58
4.1	Controle Trapezoidal.....	58
4.1.1	<b>Condições de Contorno</b> .....	58
4.1.2	<b>Cálculo do Controlador</b> .....	60
4.1.3	<b>Simulações</b> .....	62
4.2	Controle Vetorial.....	67
4.2.1	<b>Condições de Contorno</b> .....	67
4.2.2	<b>Cálculo dos Controladores</b> .....	68
4.2.3	<b>Simulações</b> .....	71
4.3	Comparativo entre simulações .....	81
5	<b>CONTROLADORES DIGITAIS</b> .....	82
6	<b>RESULTADOS</b> .....	84
6.1	Dinamômetro .....	84
6.2	Condições de Contorno dos Testes .....	84
6.3	Resultados .....	85
6.3.1	<b>Eficiência do Motor</b> .....	85
6.3.2	<b>Eficiência do Inversor</b> .....	87
6.3.3	<b>Eficiência Total</b> .....	87
7	<b>CONCLUSÃO</b> .....	88
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	89
	<b>APÊNDICE A – Cálculo do Coeficiente de Atrito</b> .....	93
	<b>APÊNDICE B – Código MATLAB para Controle Trapezoidal</b> .....	95
	<b>APÊNDICE C – Código MATLAB para Controle Vetorial</b> .....	103
	<b>APÊNDICE D – Código MATLAB <i>BEMF</i> trapezoidal não ideal</b> .....	108
	<b>APÊNDICE E – Resultados para Controle Trapezoidal</b>	109

<b>APÊNDICE F – Resultados para Controle Vetorial e modulação Senoidal .....</b>	<b>110</b>
<b>APÊNDICE G – Resultados para Controle Vetorial e SVM .....</b>	<b>111</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Dentre os pontos mais relevantes para a criação de um produto na indústria, estão a eficiência e o custo, podendo-se priorizar um destes ou buscar o ponto ótimo entre ambos. Os motores síncronos de ímãs permanentes se encaixam na última suposição e segundo Fitzgerald, Kingsley e Umans (2003) a crescente utilização deste tipo de motor e não os motores CC (motores de corrente contínua, do inglês *Direct Current*) na indústria se dão por diversos motivos, sendo que estes autores indicam que um deles se dá pela substituição dos enrolamentos de campo por ímãs permanentes, o que facilita a construção da máquina elétrica e tende a reduzir suas dimensões. Porém uma das principais vantagens está no fato de a máquina não precisar de fonte de excitação externa para criar campo magnético, reduzindo, assim, também as perdas (KRISHNAN, 2010) e (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

Outro fator importante para a escolha é a ausência de escovas para realizar a alimentação das fases, como em um motor CC comum, propiciando uma vida útil maior ao motor, visto que não há mais a necessidade da manutenção de escovas, as quais podem inclusive produzir faíscas, aumentando a temperatura do motor e causando perdas na eficiência.

Porém, como a comutação não é mais feita por escovas, faz-se necessário o uso de inversores e técnicas de controle e acionamento para que o motor possa funcionar corretamente.

No capítulo 2 do documento são abordadas as características do motor a ser utilizado como objeto de estudo neste trabalho de conclusão do curso, bem como são apresentadas as diversas qualificações de perdas no motor e no inversor. No capítulo 3 são discutidas as técnicas de controle Trapezoidal e Vetorial, revisitando o estado da arte e as operações matemáticas necessárias para performar cada topologia de controle. Já no capítulo 4, os cálculos e considerações para todos os controladores são explicados. No capítulo 4 é detalhada a modelagem do sistema motor, inversor e controlador no MATLAB e os resultados obtidos pelas simulações. No capítulo 5 será explicada a transformada Bilinear para converter o controlador analógico em digital. Por fim, no capítulo 6 os resultados obtidos são discutidos, finalizando no capítulo 7 com a conclusão.

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo geral

O objetivo principal deste trabalho é o estudo de motores MSIP (motores síncronos à ímãs permanentes) aplicados à indústria de linha branca, com foco na análise de diferentes técnicas de controle, modulação e acionamento com relação à eficiência do sistema.

### 1.1.2 Objetivos específicos

São objetivos específicos do trabalho:

1. Analisar a eficiência do conjunto motor-inversor para cada tipo de controle e modulação estudado, e;
2. Concluir qual a melhor estratégia para tal sistema em uma determinada condição de contorno.



## 2 MOTORES SÍNCRONOS

Máquinas síncronas são utilizadas para diversas aplicações, tanto como geradores, como motores. Elas possuem tradicionalmente um enrolamento de campo, além do de armadura. Por tal motivo, faz-se necessário o uso de uma fonte de excitação CC, a qual criará um campo magnético com o auxílio de escovas para alimentação. A interação de tal campo com o campo girante gerado pelo enrolamento de armadura, faz com que o rotor possua velocidade proporcional à frequência da corrente na armadura do motor em regime permanente. No entanto, a utilização de escovas pode aumentar a temperatura do motor e causar faiscamento, e o enrolamento de campo utiliza um grande espaço, além de provocar perdas adicionais nos fios de cobre que compõem o enrolamento. Para eliminar tais problemas e a utilização de uma fonte de excitação, a indústria utiliza como solução motores síncronos de ímãs permanentes (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003). Estes serão aqui considerados como solução moderna para as aplicações em eletrodomésticos de linha branca e, faz-se breve revisão sobre os mesmos na sequência.

### 2.1 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

Segundo Krishnan (2010), os ímãs permanentes foram introduzidos em pesquisas relacionadas a máquinas elétricas na década de 50 e rapidamente os materiais utilizados tiveram uma melhora significativa na qualidade. Os materiais mais utilizados atualmente são o ferrite, as ligas de ferro (AlNiCo) e de terras raras (SmCo, NdFeb), em que os quesitos para escolha dependem da prioridade do projeto, seja ele o custo ou o alto desempenho (NAZÁRIO, 2014).

Além de eliminar o uso de uma fonte externa de excitação, o uso de ímãs permanentes traz como vantagem a redução do tamanho do motor em comparação ao que possui enrolamentos de campo, visto que o ímã proporciona uma maior densidade de energia (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

Como dito anteriormente, a velocidade do motor é proporcional à frequência de operação da corrente, de tal maneira que o controle dos MSIPs é feito através da utilização de inversores de frequência, os quais também são responsáveis pela comutação das fases do motor, antes feita com escovas.

O MSIP pode ser construído com diferentes disposições de ímãs para que se tenha diferentes tipos de força contra eletromotriz induzida,

**BEMF.** Essa diferença é utilizada para definir o tipo do motor, como por exemplo, em *BLDC* (do inglês *brushless dc motor*) e em *BLAC* (do inglês *brushless ac motor*). O primeiro tem como característica uma **BEMF** trapezoidal e o segundo, uma senoidal, como pode ser visto na Figura 1. (a) **BEMF** trapezoidal. (b) **BEMF** senoidal., a qual apresenta casos ideais.

Neste trabalho será utilizado um motor do tipo *BLDC* para fazer o estudo de caso. Este possui rotor interno de 4 polos e ímãs superficiais, como pode ser visto na Figura 2. Os principais parâmetros deste motor estão descritos na Tabela 1.

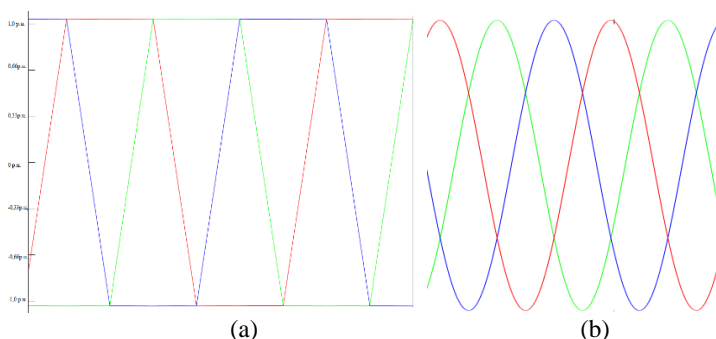


Figura 1. (a) **BEMF** trapezoidal. (b) **BEMF** senoidal.

B [Nm.s] – Coeficiente de Atrito	$2.8142 \cdot 10^{-4}$
J [kgm <sup>2</sup> ] – Momento de Inércia	$8.7 \cdot 10^{-4}$
Rs [Ω] – Resistência de Fase	4.65
Polos	4
L [H] – Indutância de Fase	$67.6 \cdot 10^{-3}$
kt $\left[ \frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{rad}} \right]$ – Constante de fluxo	0.359

Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado

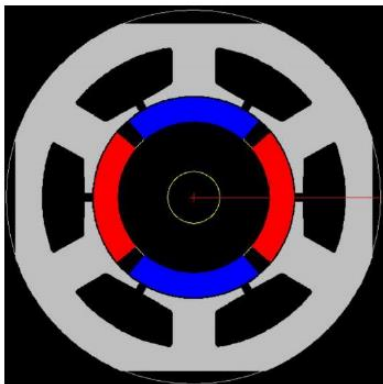


Figura 2. *BLDC* com 4 polos e ímãs superficiais

O rotor com ímãs superficiais possui como característica o preenchimento com ar entre os ímãs adjacentes e como o ímã possui permeabilidade magnética muito próxima à do ar, não há variação da indutância em função da posição do rotor, fazendo com que, idealmente, não haja torque de relutância no motor (CHIASSON, 2013) e (KRISHNAN, 2010).

## 2.2 Modelo Matemático MSIP *BLDC*

O modelo matemático do motor *BLDC* foi deduzido, segundo Krishnan (2010), em função de tensões e correntes de fase. A dedução deste modelo leva em consideração algumas simplificações, são elas:

- As fases do estator são simétricas e balanceadas;
- Correntes induzidas no rotor causadas por componentes harmônicas no estator são desconsideradas;
- Perdas no ferro e por dispersão são desconsideradas;
- A distância angular entre os ímãs é desconsiderada;
- Os polos do rotor são lisos e superficiais;
- Não há acesso físico ao neutro do motor.

### 2.2.1 Equações Elétricas

O circuito elétrico do motor pode ser visto na Figura 3, em que as tensões de fase são:

$$V_{\phi} = R_{\phi} i_{\phi} + L \frac{di_{\phi}}{dt} + E_{\phi} \quad (1)$$

Onde  $\phi$  é a fase.

Ao se considerar o sistema completo com as três fases, tem-se o sistema:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Em que:

$V_{an}, V_{bn}$  e  $V_{cn}$  são as tensões fase-neutro do motor [V];

$R_a, R_b$  e  $R_c$  são as resistências de cada fase, como o motor é balanceado, as três são iguais [ $\Omega$ ];

$L_{aa}, L_{bb}$  e  $L_{cc}$  são as indutâncias próprias [H];

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}$  e  $L_{cb}$  são as indutâncias mútuas [H];

$E_a, E_b$  e  $E_c$  são as forças contra eletromotriz de cada fase [V].

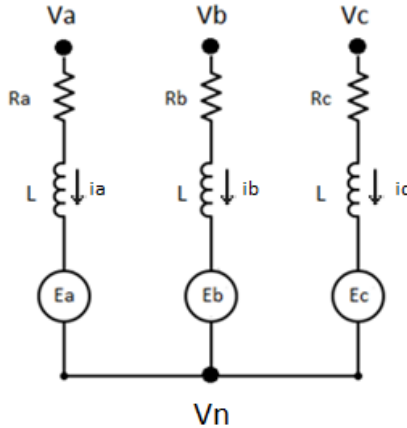


Figura 3. Circuito Elétrico de um motor *BLDC*

As *BEMFs* podem ser descritas em função da velocidade angular  $\omega$  e da constante de fluxo  $K_e \left[ \frac{Vs}{rad} \right]$  (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2010), como pode ser visto na equação abaixo.

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} = \omega K_e \begin{bmatrix} f(\theta_r) \\ f\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\omega = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4)$$

Em que:

$\theta_r$  é o ângulo do rotor em relação à origem [rad];

$f(\theta_r)$  é uma função normalizada que descreve o caráter trapezoidal da *BEMF* de um motor *BLDC*.

Como dito anteriormente, o fato de o rotor possuir ímãs superficiais, não havendo variação na indutância em função da posição do rotor e as três fases serem balanceadas, segundo Krishnan (2010), as indutâncias mútuas são consideradas iguais entre elas e a indutância própria é igual para as três fases. Portanto, o sistema pode ser simplificado para:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

Onde:

$L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$  são as indutâncias próprias;

$M = L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb}$  são as indutâncias mútuas.

Pode-se perceber que como o sistema é balanceado, o somatório das correntes é nulo, levando o sistema a mais uma simplificação, resultando na forma final da Equação 7 (KRISHNAN, 2010).

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Como não há torque de relutância neste tipo de motor, o torque eletromagnético pode ser descrito como (CHIASSON, 2013) e (KRISHNAN, 2010):

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{1}{\omega} (E_a i_a + E_b i_b + E_c i_c) \quad (8)$$

Sendo que  $P$  representa o número de pares de polos.

### 2.2.2 Equações Mecânicas

Como pode ser visto na Figura 4, existem três conjuntos de forças atuantes no rotor do motor, de tal forma que se pode descrever o comportamento mecânico dele através da equação de balanço de torques, como sendo:

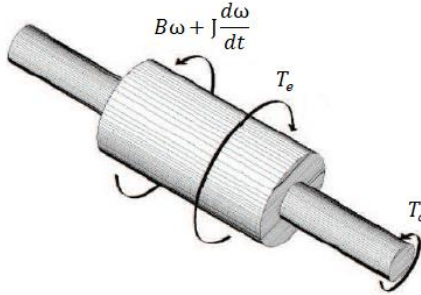


Figura 4. Diagrama de forças atuantes no rotor

$$T_e = B\omega + J \frac{d\omega}{dt} + T_c \quad (9)$$

Em que:

$B$  é o coeficiente de atrito viscoso nos acoplamentos do motor  $\left[ \frac{\text{Nm}}{\text{rad}} \right]$ ;

$J$  representa a constante de inércia do  $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$ ;

$T_c$  é o torque aplicado pela carga  $[\text{N} \cdot \text{m}]$ .

Ou seja, o torque eletromagnético não é somente consumido pela carga aplicada ao motor, visto que os acoplamentos e a inércia geram também torque contrário ao eletromagnético. Eles são respectivamente torques resultantes do atrito viscoso, o qual é dependente da velocidade do motor, e da inércia, a qual é dependente da aceleração do motor.

Por fim, ainda se tem a equação que descreve a potência mecânica, a qual pode ser vista abaixo.

$$P_0 = \frac{2}{P} \omega T_e \quad (10)$$

## 2.3 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Com o invento do inversor de frequência, os MSIPs obtiveram maior popularidade. Isso se deve ao fato de que, com o inversor, é possível variar a frequência e a tensão aplicada no motor para controlar a velocidade de operação. Aplicando técnicas de modulação, pode-se variar estratégias de controle e obter diferentes resultados de eficiência para um mesmo motor. Como já dito anteriormente, este estudo tem como objetivo comparar o controle trapezoidal e o vetorial. Ambos utilizam modulações diferentes, as quais serão explicadas posteriormente.

O inversor é composto de vários componentes e estágios de operação, como circuito de retificação da tensão de entrada da rede, circuito de comando e o inversor de frequência propriamente dito com os seis interruptores que farão o acionamento do motor. Um modelo simplificado do conjunto inversor-motor, assumindo sua alimentação por uma tensão contínua  $V_{dc}$ , pode ser visto na Figura 5.

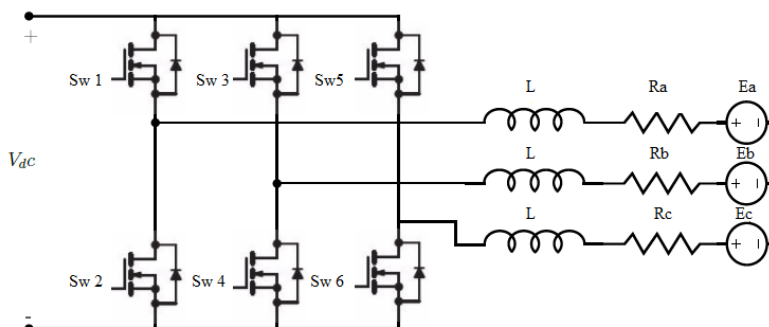


Figura 5. Modelo inversor-motor

## 2.4 PERDAS

### 2.4.1 Perdas no Inversor

As perdas no inversor são caracterizadas pelo efeito Joule e são divididas em duas, por condução e por comutação. Essas perdas foram modeladas considerando-se a utilização de MOSFETs como interruptores controlados.

Como pode ser visto na Figura 6, o MOSFET possui seu diodo de corpo em anti-paralelo, o qual permite a circulação de corrente, mesmo

quando o canal estiver aberto, visto que em um circuito real não existe extinção instantânea de corrente e que haverá naturalmente etapas da operação de um inversor em que a corrente deverá ser negativa. As perdas citadas anteriormente, serão explicadas e modeladas unicamente com o intuito de se entender melhor as características de cada tipo de controle, elas não serão calculadas analiticamente neste trabalho.

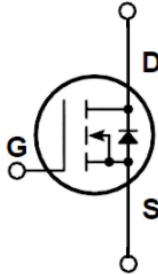


Figura 6. Representação de um MOSFET com diodo anti-paralelo

#### 2.4.1.1 Perdas por Condução

Quando o MOSFET conduz, ou seja, tem seu canal saturado, ele comporta-se como uma resistência, aqui chamada  $R_{DSon}$ . Este comportamento define as perdas por condução (BARBI, 2014). A potência perdida durante a condução de um MOSFET pode ser definida então como:

$$P_{cond_{MOSFET}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{DSon}} (R_{DSon} \cdot I_{DSon}^2) dt \quad (11)$$

Em que,

$t_{DSon}$  é o tempo em que o interruptor está conduzindo;

$T_s$  é o período de comutação do inversor;

$R_{DSon}$  é a resistência que caracteriza o MOSFET enquanto este conduz;

$I_{DSon}$  é a corrente conduzida pelo MOSFET.

Porém, quando está sendo aplicada a modulação *PWM* no MOSFET e este está no estágio de não condução, a corrente é conduzida pelo diodo anti-paralelo no outro interruptor do mesmo braço, visto que



há uma polarização direta do diodo. Esta perda é descrita pela Equação 12.

$$P_{cond\ diodo} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{DSon}}^{T_s} (V_d \cdot I_d) dt \quad (12)$$

Em que:

$V_d$  é a queda de tensão direta do diodo anti-paralelo;

$I_d$  é a corrente que antes passava pelo MOSFET e agora é conduzida pelo diodo anti-paralelo.

#### 2.4.1.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação são caracterizadas pelo momento de transição entre os estados do interruptor, em que há extinção ou início da condução de corrente e há início ou extinção da tensão imposta sobre o interruptor. Isto ocorre, porque não é possível uma transição instantânea de tensão e corrente sobre o interruptor.

Para melhor entender este fato, pode-se dividir a análise em duas etapas, a de entrada em condução e a de abertura do interruptor. É importante ressaltar que a análise feita será com fins didáticos e não necessariamente representa a realidade de uma comutação em carga indutiva.

- Entrada em condução:

O interruptor está aberto e por isso apresenta uma tensão  $V_{swoff}$  e corrente igual à zero. Quando o circuito de *gate driver* é acionado, o interruptor também é. Ele começa a entrar em condução, aumentando também gradualmente a corrente que começa a circular por ele. Quando a corrente assume seu valor final  $I_{swon}$  após  $t_{RI}$ , a tensão começa a diminuir até atingir o valor da queda de tensão de condução do interruptor,  $V_{do}$ , após  $t_{FV}$ . Essa operação pode ser vista nos intervalos I e II da Figura 7.

- Abertura do interruptor:

O interruptor está conduzindo e por isso apresenta tensão igual à queda de tensão de condução do interruptor e

corrente igual à  $I_{sw_{on}}$ . Quando comandado, o interruptor começa gradualmente a abrir e a tensão em seus terminais começa a aumentar e após  $t_{RV}$  assume o valor  $V_{sw_{off}}$ . Logo após a corrente começa a diminuir até que se torne igual à zero em  $t_{FI}$ , como pode ser visto na parte IV e V da Figura 7.

Ressaltando que sempre que um interruptor entra em condução, um outro está abrindo. De tal forma que, segundo Barbi (2014) e Mazgaj, Rozengal e Szular (2015), as perdas totais devido à comutação são definidas como:

$$P_{com_{MOSFET}} = F_s \cdot \left( \int_0^{t_{RI}} V_{sw_{off}} \frac{I_{sw_{on}} t}{t_{RI}} dt + \int_0^{t_{FV}} I_{sw_{on}} \frac{(V_{sw_{off}} - V_{d0}) t}{t_{FV}} dt + \int_0^{t_{RV}} I_{sw_{on}} \frac{(V_{sw_{off}} - V_{d0}) t}{t_{RV}} dt + \int_0^{t_{FI}} V_{sw_{off}} \frac{I_{sw_{on}} t}{t_{FI}} dt + \frac{1}{2} C_{oss} V_{sw_{off}}^2 \right) \quad (13)$$

Em que,

$F_s$  é a frequência de comutação;

$t_{RI}$  é o tempo que a corrente demora até atingir o valor de condução;

$t_{FV}$  é o tempo que a tensão demora até atingir a tensão de condução;

$t_{RV}$  é o tempo que a tensão demora para assumir o valor em aberto;

$t_{FI}$  é o tempo que a corrente demora até ser extinguida;

$I_{sw_{on}}$  é a corrente que o interruptor conduz quando fechado;

$V_{d0}$  é a queda de tensão sobre o interruptor quando este conduz;

$V_{sw_{off}}$  é a tensão sobre o interruptor quando este não conduz;

$C_{oss}$  é a capacitância parasita em paralelo com o MOSFET.

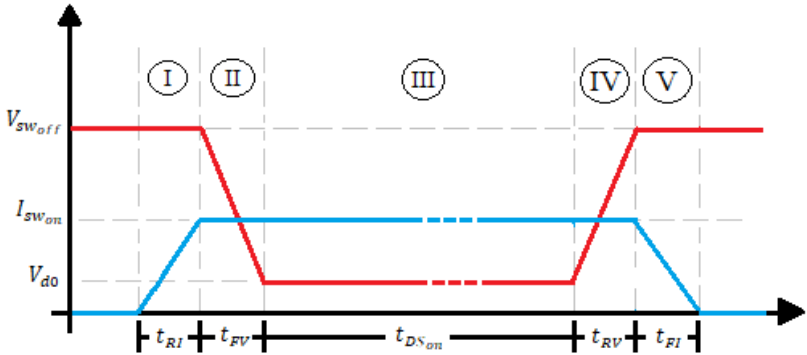


Figura 7. Ilustração de caráter didático para representar os períodos com perdas no inversor.

Analisando as equações acima, pode-se perceber que, com uma maior frequência de comutação, haverá mais geração de perdas no inversor de frequência.

## 2.4.2 Perdas no Motor

As perdas no motor podem ser divididas em três e serão explicadas nas próximas subseções, são elas:

- Perdas resistivas;
- Perdas por fricção mecânica nos rolamentos;
- Perdas magnéticas.

### 2.4.2.1 Perdas Resistivas

As perdas resistivas do motor estão diretamente relacionadas a corrente e a resistência das fases do estator do motor. Considerando que o motor possui as fases balanceadas, as correntes eficazes de cada fase são iguais. As perdas podem ser descritas pela Equação 14.

$$P_{res} = R_s \cdot (I_{fase_{rms}})^2 \quad (14)$$

Em que:

$R_s$  é a resistência de fase;

$I_{fase_{rms}}$  é a corrente eficaz de fase.

#### 2.4.2.2 Perdas por fricção mecânica nos rolamentos

Essas perdas são consequência da utilização de rolamentos na bancada de testes. Há a presença de rolamentos nos acoplamentos do motor, no encoder utilizado, torquímetro e freio de histerese. Como os rolamentos utilizados serão sempre os mesmos e na mesma condição de operação, essas perdas não serão detalhadas.

#### 2.4.2.3 Perdas magnéticas

As componentes de perdas magnéticas mais significativas no motor são as por histerese e por corrente de Foucault no estator e, segundo Krishnan (2010), elas ocorrem devido à variação na densidade de fluxo que o núcleo do estator percebe. A primeira é diretamente relacionada à composição das lâminas, nas quais as características B-H variam. Já as correntes de Foucault são consequência das correntes parasitas induzidas, as quais podem ser mitigadas através da laminação do material ferromagnético, de tal maneira que as correntes são limitadas pela relutância entre as lâminas (MILLER, 2011).

Assim como as perdas por fricção mecânica nos rolamentos, estas perdas não serão detalhadas neste trabalho, o que não for perda resistiva, será considerada perda magnética e por fricção nos rolamentos.

### 3 TIPOS DE CONTROLE

Existem diferentes tipos de controle para MSIPs, os quais normalmente variam de acordo com o tipo de *BEMF* do motor. Nas próximas subseções será feito o aprofundamento teórico das duas diferentes técnicas de controle abordadas neste trabalho, sendo elas o controle Trapezoidal e o Vetorial.

#### 3.1 Condição de Máxima Eficiência

Ao se analisar a Equação 8 percebe-se que o torque produzido pelo motor é diretamente proporcional ao produto da corrente de fase e das *BEMFs*, de tal maneira que para um mesmo torque, quanto maior for a tensão induzida e menor a corrente, maior será a eficiência, visto que uma menor corrente de fase também acarreta em menores perdas por comutação e condução. Ainda, para se ter máxima eficiência, deve-se ter fator de potência unitário com corrente e *BEMF* de fase com o mesmo formato, a fim de que todas as componentes harmônicas produzam torque (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Dito isso, tem-se a impressão de que sempre para um motor *BLDC* deve-se utilizar controle Trapezoidal e para um motor *BLAC*, controle Vetorial.

Porém as condições anteriormente citadas levam em consideração algumas idealidades, as quais na prática, não existem, como, por exemplo, o fator de potência unitário e distorções no formato de corrente ou tensão induzida de fase. Essas deformações podem ser causadas principalmente por componentes harmônicas devido à comutação, impossibilitando um máximo aproveitamento da potência de entrada. Por esses e outros motivos, não necessariamente o controle vetorial em um motor *BLDC* terá menor eficiência do que um Trapezoidal.

#### 3.2 Controle Trapezoidal

Este tipo de controle é amplamente utilizado na indústria devido à sua facilidade de implementação, baixo custo computacional, visto que não é necessário fazer transformadas matemáticas e também possuir resposta satisfatória de eficiência. Porém a principal vantagem consiste em aproveitar o formato trapezoidal da tensão induzida do motor *BLDC* (KRISHNAN, 2010). Idealmente neste caso, tais tensões de fase possuem um defasamento de  $120^\circ$ , como pode ser visto na Figura 8. Então, para se ter máxima eficiência, deve ser aplicada uma corrente de fase que possua característica constante no mesmo momento em que a

*BEMF* também é constante, resultando em todas as harmônicas produzindo torque e, assim, gerando-se torque eletromagnético constante.

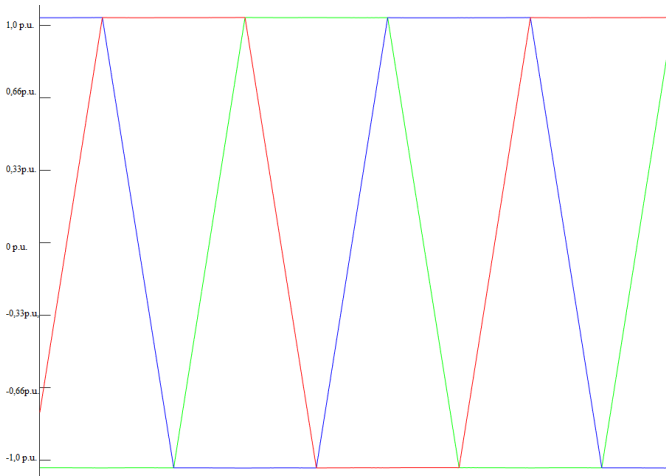


Figura 8. Tensões induzidas de fase com defasamento ideal de  $120^\circ$

Como no motor *BLDC*, duas fases apresentarão a cada  $60^\circ$  do ângulo mecânico o mesmo valor de tensão, idealmente o inversor precisa comutar somente em múltiplos de tal ângulo, ou seja, os interruptores precisarão ser comutados somente seis vezes durante uma rotação mecânica. De tal fato, surge o outro nome dado ao controle trapezoidal, o *Six-Step*. Por somente possuir seis estados, dois interruptores conduzirão ao mesmo tempo e, então, em duas fases quaisquer as correntes serão idênticas e na terceira fase, igual à zero. O padrão de acionamento para cada um dos seis estados possíveis, pode ser visto na Tabela 2, na qual o interruptor com valor ‘0’ representa que ela está aberta e com valor ‘1’ conduzindo. A sequência de acionamento com as *BEMFs*, correntes teóricas e torque produzido por cada fase, podem ser vistos na Figura 9. Lembrando de que as formas de onda com coloração azul correspondem à Fase A, as de coloração verde à Fase B e as vermelhas à Fase C.

Ao se analisar a Equação 8, conclui-se que as componentes de torque geradas por cada fase são o produto da *BEMF* e corrente de fase para um determinado instante de tempo, o qual pode ser visto nas últimas três formas de onda da Figura 9. Percebe-se, então, que para um determinado instante de tempo, as componentes de torque são constantes e para se obter o torque total, como dito na Equação 8, deve-se somar as três componentes, concluindo-se que o torque é teoricamente constante e,

por consequência, a potência mecânica também, visto que essa é proporcional ao torque e à velocidade.

Step	Sw 1	Sw 2	Sw 3	Sw 4	Sw 5	Sw 6	Fase A	Fase B	Fase C
1	0	0	0	1	1	0	-	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
2	1	0	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	-
3	1	0	0	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	-	$-\frac{V_{dc}}{2}$
4	0	0	1	0	0	1	-	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
5	0	1	1	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	-
6	0	1	0	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	-	$\frac{V_{dc}}{2}$

Tabela 2. Padrão de comutação para Controle Vetorial para *duty cycle* de 100%.

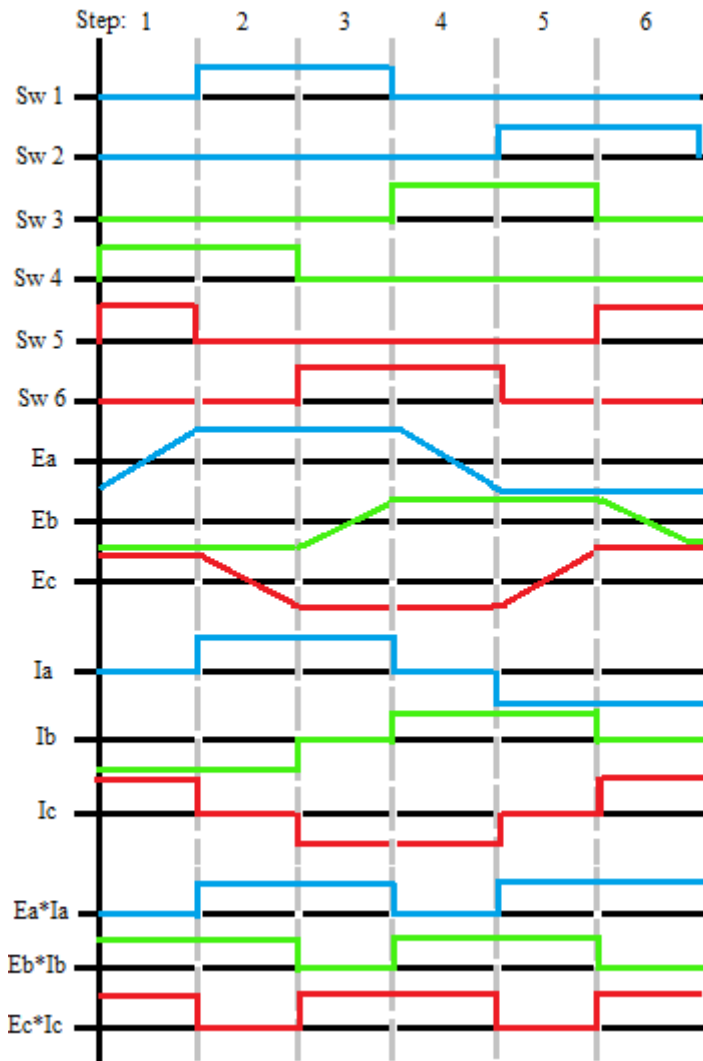


Figura 9. Formas de onda para Controle Trapezoidal 120° ideal

Segundo Pillay e Krishnan (1988), porém na prática, as não idealidades devem ser levadas em consideração, sendo que a primeira é causada pela comutação, a qual produz harmônicas nas correntes, as quais produzem torque, gerando ondulações no torque eletromagnético final. Além disso, as correntes não podem variar instantaneamente devido as



indutâncias presentes no motor, com isso o produto da *BEMF* pela corrente de fase não será mais constante no instante de comutação, causando também oscilações no torque resultante. Por fim, no momento da montagem do motor é extremamente difícil posicionar os ímãs simetricamente, o que acarreta em deformações nas *BEMF*s (KRISHNAN, 2010), também levando aos mesmos problemas já citados.

Na prática, ao se utilizar o controle Trapezoidal, as formas de onda da *BEMF* e corrente de fase tem o seguinte formato:

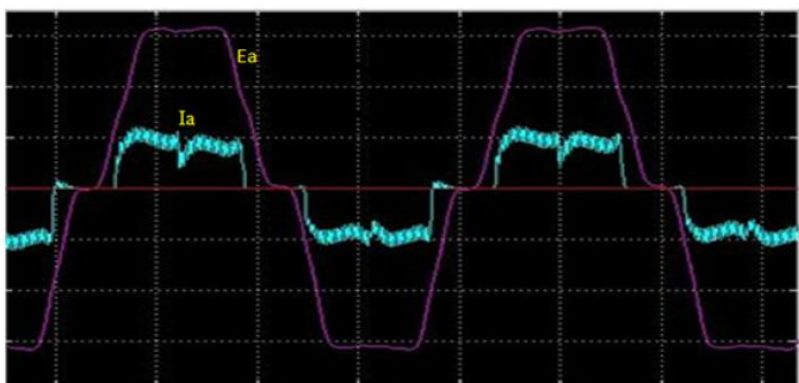


Figura 10. Tensão induzida e corrente na Fase A de um motor BLDC.

Percebe-se então que a corrente está alinhada com a tensão induzida e é extinguida após  $120^\circ$  de condução, porém as não idealidades citadas acima farão com que o torque produzido seja oscilatório.

Por fim, o controle da velocidade será feito através de um controlador PI, o qual define a tensão de referência que deverá ser imposta a duas fases. Porém a tensão de barramento fornecida pelo retificador do inversor de frequência é constante, de tal forma que deve ser aplicado uma modulação ao comando dos interruptores para que se varie as tensões aplicadas no motor.

Tal modulação é, tipicamente, a modulação por largura de pulso (*PWM*), na qual cada interruptor conduz por um determinado período (*duty cycle*), produzindo uma tensão de saída média que é proporcional ao produto da tensão de barramento e do *duty cycle*. Como consequência haverá um maior número de comutações, como pode ser visto na Figura 11, assim, as perdas por comutação aumentarão e haverá uma maior oscilação no torque eletromagnético, do que se comparado com um

controle, o qual realmente varia a tensão de barramento e mantém os interruptores conduzindo com *duty cycle* de 100%. No entanto, tal controle exigiria ainda um conversor ativo para variar a tensão, elevando custo e tamanho da eletrônica embarcada. Como o controlador de velocidade controla somente o *duty cycle* para aplicar a tensão de referência no motor, é preciso que se faça a estimação da posição do rotor, para que os interruptores corretos sejam acionados no momento certo, respeitando a ordem descrita na Tabela 2. Para isso, será utilizado um Encoder incremental diferencial, o qual também estimará a velocidade do motor.

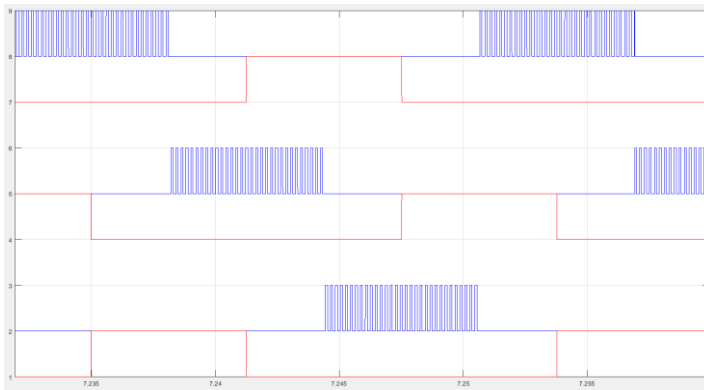


Figura 11. *PWM* nos interruptores

O diagrama que representa o controle, pode ser visto na

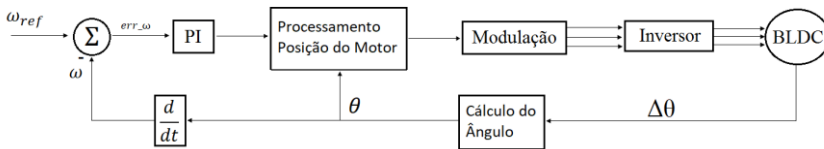


Figura 12.

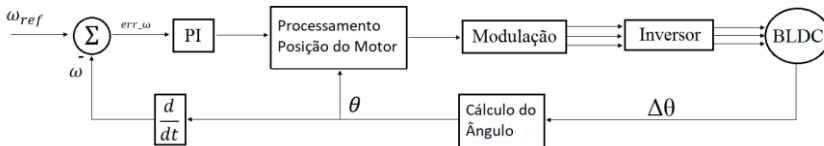


Figura 12. Diagrama de Blocos do Controle Trapezoidal

### 3.2.1 Perdas no Controle Trapezoidal

As perdas no inversor serão analisadas para um semi-ciclo. Ao analisar a Figura 9, percebe-se que somente haverá dois interruptores conduzindo, fazendo com que as perdas de condução sejam descritas como duas vezes a perda no MOSFET descrita pela Equação 11 mais as outras perdas descritas causadas pela condução no diodo anti-paralelo:

$$P_{cond} = 2 \cdot P_{cond_{MOSFET}} + P_{cond_{diodo}} \quad (15)$$

Quanto às perdas por comutação, pode-se analisar que em um semi-ciclo somente um interruptor será comutado, enquanto o outro permanece conduzindo. Por isso, a perda por comutação é descrita unicamente pela comutação em um MOSFET, como descrito pela Equação 13.

Já as perdas resistivas em cada fase do motor são caracterizadas pela Equação 14.

### 3.3 Controle Vetorial

Seguindo o raciocínio explicado na seção 3.1 sobre Condição de Máxima Eficiência, para um motor *BLAC* deve-se aplicar correntes com formato senoidal, como é a *BEMF* de tais motores. Porém o controle trapezoidal somente consegue impor tensão em duas fases do motor em cada setor, apresentando descontinuidades nas correntes impossibilitando o fornecimento de correntes senoidais nas fases. Para se aplicar correntes compatíveis com as tensões induzidas de um motor *BLAC* é necessário que se aplique então outra estratégia de controle para se alcançar a condição de máxima eficiência.

Uma das principais estratégias para resolver tal problema é chamada de Controle Vetorial, a qual, em muitos casos, utiliza de duas transformadas matemáticas para que o modelo do motor seja referenciado ao rotor ao invés do estator, a fim de se controlar independentemente o torque eletromagnético e o fluxo concatenado do motor (BARATIERI, 2012).

Tais operações e a utilização de um espaço de vetores com oito vetores, permitem que a corrente seja comutada suavemente, aproximando-se ao máximo de uma corrente com formato senoidal e diminuindo as oscilações no torque eletromagnético.

Apesar de que, quando se trata de motores MSIP, esta estratégia é normalmente vinculada e empregada para motores *BLAC*, neste estudo será aplicada a um motor *BLDC*, pois como dito, a transição das correntes é feita de maneira suave, e apesar de as correntes não terem o mesmo formato das tensões induzidas, existe a possibilidade desta técnica de controle ser mais eficiente do que a Trapezoidal devido à menor quantidade de harmônicas e às menores ondulações no torque.

Nas próximas subseções as transformadas matemáticas utilizadas pelo controle Vetorial serão explicadas.

### 3.3.1 Transformada de Park

Diferentemente do controle Trapezoidal, no qual têm-se idealmente correntes constantes nos períodos de interesse, os motores do tipo *BLAC* possuem correntes com formato senoidal, o que dificulta aplicar as técnicas de controle convencionais. A fim de viabilizar tal método, ao invés de se analisar o sistema com um referencial estacionário, pode-se analisá-lo com um referencial rotacional com a mesma velocidade do motor. Desta maneira, como o referencial gira com a frequência angular da fonte senoidal, a diferença de velocidade é zero e, portanto, todas as variações senoidais serão constantes neste referencial. Ou seja, as correntes de fase antes senoidais, agora serão representadas como correntes constantes (KRISHNAN, 2010).

Segundo Krishnan (2010), dado um sistema de duas fases com referencial estacionário  $[\alpha \ \beta]^T$ , a transformada de Park é dada por:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

Em que,

$\theta_e$  é a posição elétrica do motor,

$\begin{bmatrix} d & q \end{bmatrix}^T$  é o sistema no referencial rotacional,

$\begin{bmatrix} \alpha & \beta \end{bmatrix}^T$  é o sistema bifásico no referencial estacionário.

A representação da transformada de Park pode ser vista na Figura

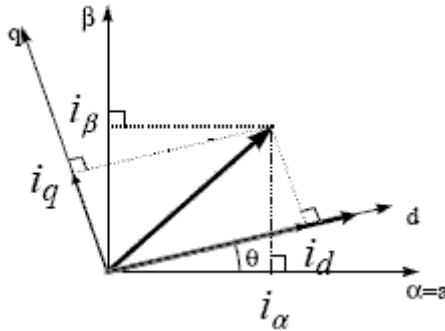


Figura 13. Transformada de Park

A transformada inversa é dada por:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (17)$$

Ao analisar a Figura 13, vê-se que o eixo ‘d’ é alinhado com a posição do rotor e por isso é chamada de componente de eixo direto. Já o eixo ‘q’ é deslocado 90° em relação ao eixo direto, sendo chamado então de componente de eixo em quadratura.

### 3.3.2 Transformada de Clarke

A transformada anterior converte um sistema bifásico em um referencial estacionário para um rotacional. No entanto, o motor utilizado neste estudo é trifásico, de tal forma que se torna necessário fazer uma transformação de um sistema trifásico balanceado referenciado ao estator em um sistema bifásico balanceado referenciado ao estator equivalente com mesma potência, velocidade, número de polos e torque, antes de se aplicar a transformada de Park. A esta transformada dá-se o nome de transformada de Clarke (BARBI, 1985) e (KRISHNAN, 2010), a qual pode ser vista na figura abaixo.

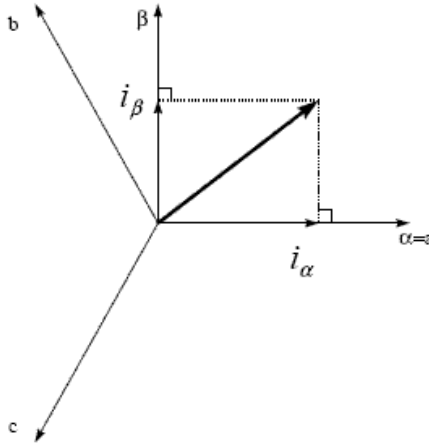


Figura 14. Transformada de Park

Segundo Krishnan (2010), dado um sistema trifásico balanceado  $[a \ b \ c]^T$ , a transformada de Park é:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (18)$$

Já transformada inversa é dada por:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

### 3.3.3 Modelo do Motor no Referencial Síncrono

Após definidas as transformadas necessárias para a execução do controle Vetorial, é necessário referenciar o sistema do motor para o síncrono. Feitas as transformadas, segundo Krishnan (2010), o sistema de um motor do tipo *BLAC* pode ser descrito como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + Lp & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + Lp \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_e \end{bmatrix} \quad (20)$$

Em que,  
 $p$  representa a derivada no tempo,  
 $L_d$  é a indutância de eixo direto,  
 $L_q$  é a indutância de eixo em quadratura.

Como dito anteriormente, uma das principais vantagens do controle Vetorial é a possibilidade de se controlar o torque eletromagnético e o fluxo concatenado do motor independentemente. Assim, serão necessárias três malhas de controle utilizando controladores PIs, sendo que a velocidade é regulada por  $i_q$ , esta por sua vez é regulada por  $v_q$  e  $i_d$  é controlada por  $v_d$ . No entanto, ao se analisar a Equação 20 fica nítido de que tanto  $v_d$  como  $v_q$  dependem tanto de  $i_d$ , quanto de  $i_q$ , logo as variáveis que se acreditavam ser desacopladas, não são. Para contornar tal problema, variáveis de desacoplamento podem ser definidas, sendo elas (KRISHNAN, 2010) e (BARATIERI, 2012):

$$v_d^{**} = -\omega L_d \quad (21)$$

$$v_q^{**} = \omega(L_q + K_e) \quad (22)$$

De tal maneira que o sistema a ser controlado é reduzido à:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & 0 \\ 0 & R_s + L_q p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

Com o desacoplamento,  $i_d$  é função somente de  $v_d$ , assim como  $i_q$  de  $v_q$ .

Porém o sistema da Equação 23 não descreve precisamente o sistema, e as variáveis de desacoplamento devem ser consideradas posteriormente aos controladores para que se obtenha uma melhor resposta. O sistema completo é representado na figura abaixo.

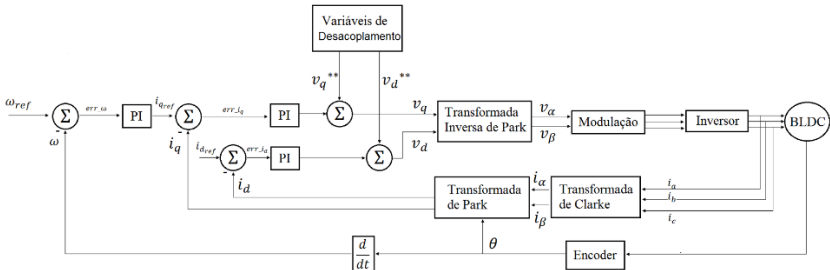


Figura 15. Diagrama de Blocos do Controle Vetorial

A soma vetorial das correntes de eixo direto e quadratura corresponde à corrente estatórica, a qual gera o fluxo estatórico. Ao alterar o valor em módulo de uma das duas correntes, ocorre uma mudança no ângulo do fluxo do estator,  $\phi_s$ , com o do rotor,  $\phi_r$ . Porém como o máximo torque de um motor é alcançado quando estes dois ângulos estão defasados em  $90^\circ$  entre si, controla-se  $i_d = 0$  para que se alcance tal valor de defasamento. Isso pode ser visto na próxima figura, em que o ângulo do torque,  $\delta$ , é mantido em  $90^\circ$  (CHIASSON, 2005) e (KRISHNAN, 2010).

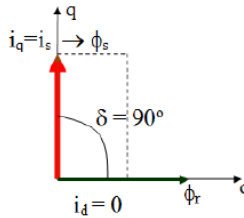


Figura 16. Condição de Máximo Torque.

### 3.3.4 Modulações para Controle Vetorial

Assim como para o controle Trapezoidal a modulação *PWM* era utilizada, para o Controle Vetorial existem outras modulações que podem ser utilizadas. Neste trabalho, porém, somente a Senoidal e a *Space Vector Modulation (SVM)* serão abordadas.

#### 3.3.4.1 Senoidal

Para resolver o problema da comutação abrupta com o controle trapezoidal, pode-se utilizar a modulação senoidal PWM com portadora triangular, a qual faz nas três fases do motor comparações entre ondas senoidais e triangulares para gerar sinais *PWM*, como pode ser visto para uma fase na figura abaixo.



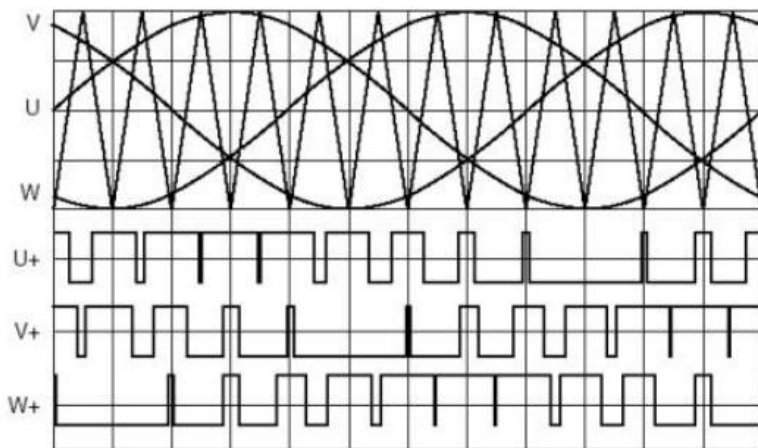


Figura 17. Modulação Senoidal (GUPTA 2017)

Em que,  
 V, U e W são tensões de fase,  
 U+, V+ e W+ são os interruptores superiores do inversor.

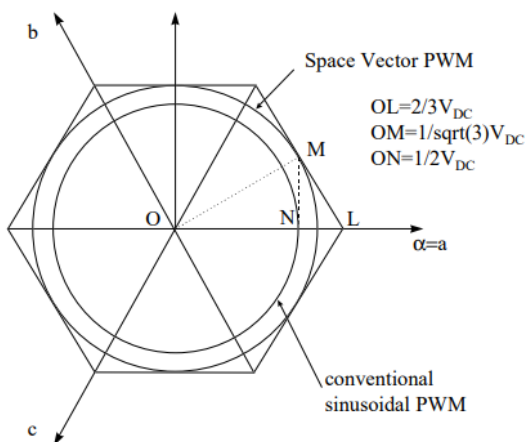


Figura 18. Tensão de Barramento referenciada em espaço de vetores (TEXAS INSTRUMENTS, 1998)

Porém ao se analisar a Figura 18. Tensão de Barramento referenciada em espaço de vetores, em que cada aresta do hexágono representa um vetor de tensão e na qual o círculo mais interior representa a tensão que pode ser utilizada com a modulação Senoidal, percebe-se que esta não explora todo o potencial do barramento. Ao analisar a Figura 19, pode-se ver que é preciso utilizar menos o barramento, pois para um determinado ângulo em que o barramento é completamente utilizado, como na imagem da esquerda, na da direita,  $V_a$  ficaria maior que a tensão de barramento para um próximo ângulo de rotação. Como isso não é factível, os módulos das tensões de fase têm que ser todos diminuídos para que a fonte possa aplicar todos os vetores em todos os ângulos dentro de seus limites.

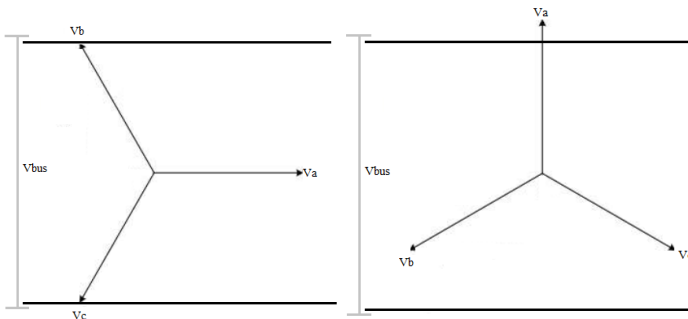


Figura 19. Vetores de Tensão de Fase com Neutro constante

Então, apesar de reduzir as harmônicas, diminuindo as perdas no ferro do motor, para algumas aplicações ela não é satisfatória pelo fato de não utilizar toda a tensão disponível (GUPTA, 2002).

### 3.3.4.2 Space Vector Modulation

Diferentemente da modulação Senoidal, a SVM não tenta controlar os sinais trifásicos no referencial estacionário em variáveis naturais (U, V, W), mas sim no bifásico ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Igual a modulação Senoidal, existem oito vetores de posições definidas, visto que sempre há três interruptores conduzindo nesta estratégia, diferentemente do controle Trapezoidal, no qual só existem seis posições definidas para os interruptores. As tensões nas três fases serão, então, consequência da combinação de vetores utilizados e o período conduzindo de cada interruptor (KRISHNAN, 2010). Por exemplo, para se reproduzir o vetor  $\overline{V_{ref}}$  da Figura 20, deve-se aplicar os vetores  $\overline{V_0}$ ,  $\overline{V_1}$ ,  $\overline{V_2}$  e  $\overline{V_7}$  cada um por um determinado valor de tempo.

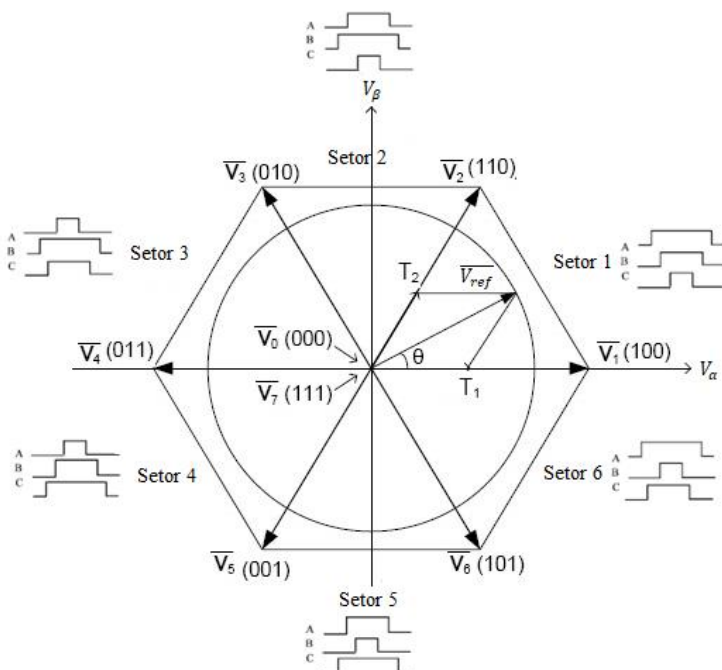


Figura 20. Diagrama de Vetores Espaciais e sequência de comutação por setor.

Os vetores para esta modulação e com as respectivas tensões de fase que serão produzidas por cada vetor podem ser vistos na Tabela 3.

Vetor	Sw 1	Sw 2	Sw 3	Sw 4	Sw 5	Sw 6	Fase A	Fase B	Fase C
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	1	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
2	1	0	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
3	0	1	1	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
4	0	0	1	0	1	0	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
5	0	1	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$

Vetor	Sw 1	Sw 2	Sw 3	Sw 4	Sw 5	Sw 6	Fase A	Fase B	Fase C
6	1	0	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
7	1	1	1	1	1	1	0	0	0

Tabela 3. Vetores para acionamento com *Space Vector Modulation*

O valor de referência,  $\overline{V_{ref}}$ , é consequência das ações de controle providas dos controladores, ou seja, após  $V_d$  e  $V_q$  serem calculados. Eles são posteriormente transformados em  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  pela transformada inversa de Park e, então,  $|\overline{V_{ref}}|$  pode ser calculado como:

$$|\overline{V_{ref}}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (24)$$

Já o ângulo para definir qual o setor e o tempo de atuação de cada vetor é adquirido por um Encoder ou por um observador. Neste trabalho, foi utilizado somente aquisição de posição por Encoder Incremental. De tal maneira que os tempos de cada vetor podem ser definidos como:

$$r_1 = \sqrt{3} \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \sin(60^\circ - \theta_r) \quad (25)$$

$$r_2 = \sqrt{3} \cdot |\overline{V_{ref}}| \cdot \sin(\theta_r) \quad (26)$$

$$r_0 = 1 - t_1 - t_2 \quad (27)$$

$$t_1 = r_1 \cdot T_{sw} \quad (28)$$

$$t_2 = r_2 \cdot T_{sw} \quad (29)$$

$$t_0 = r_0 \cdot T_{sw} \quad (30)$$

Nos quais:

$T_{sw}$  corresponde ao período de comutação;

$\theta_r$  é a posição do rotor;

$t_1$  o período em que o vetor ativo  $\overline{V_1}$  é aplicado;

$t_2$  o período em que o vetor ativo  $\overline{V_2}$  é aplicado;

$t_0$  o período em que  $\overline{V_0}$  e/ou  $\overline{V_7}$  são aplicados, nos quais estes são os vetores nulos, ou seja, que nenhuma tensão é aplicada no motor, seja porque todas os interruptores superiores do inversor estão abertos ( $\overline{V_0}$ ) ou conduzindo ( $\overline{V_7}$ ).

Para os outros setores as equações devem sofrer algumas variações referentes à alguns sinais. A sequência de acionamento dos interruptores

superiores de um inversor para o setor ilustrado anteriormente está representada na Figura 21.

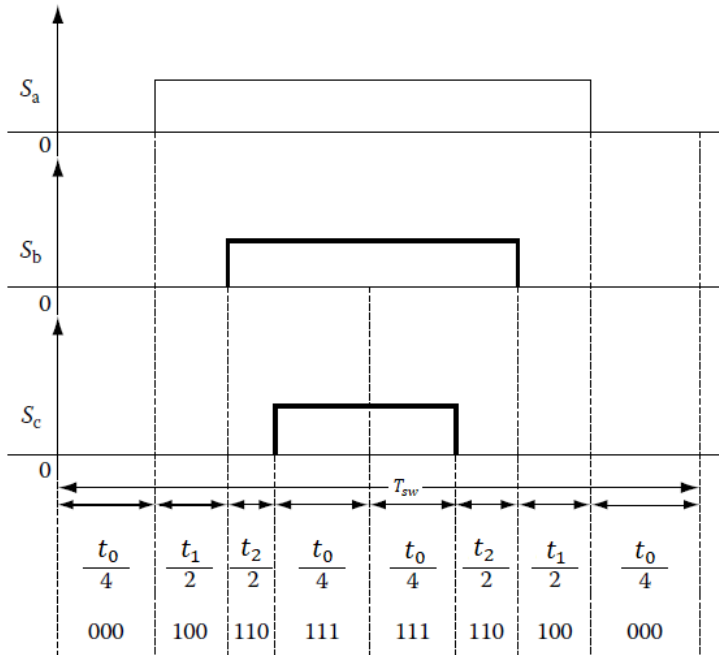


Figura 21. Sequência de acionamento para Setor 1. Adaptado de Krishnan (2010).

Além das propriedades citadas anteriormente, esta modulação pode utilizar melhor o barramento, sendo representado na Figura 18 pelo círculo exterior. Essa propriedade é alcançada pelo fato de se aproveitar a falta de acesso ao neutro do motor para considerar que ele não é constante, mas sim flutua, de tal forma que a tensão do neutro seja aumentada ou diminuída, como por exemplo na Figura 22.

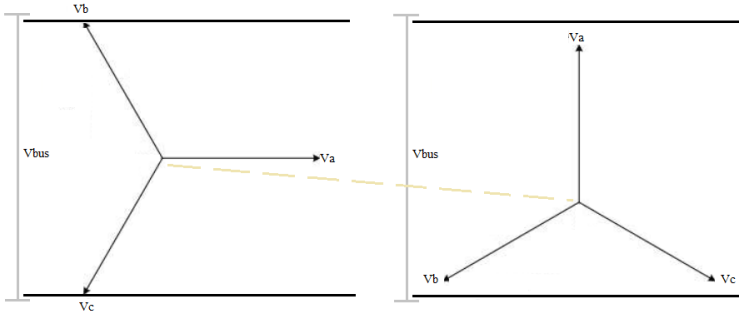


Figura 22. Flutuação do Ponto Neutro para utilização de SVM.

O resultado dessa flutuação do neutro nas três tensões de fase para um ciclo inteiro pode ser observado na figura abaixo.

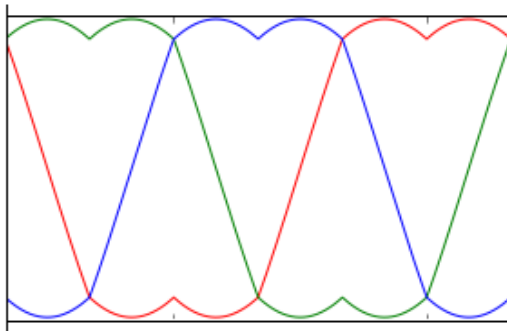


Figura 23. Tensões de Fase resultantes para SVM.

### 3.3.5 Perdas no Controle Vetorial

Como no Controle Vetorial sempre haverá três interruptores conduzindo e somente dois são comutados por vez, em modo complementar, as perdas por condução são descritas como:

$$P_{cond} = 3 \cdot P_{cond_{MOSFET}} \quad (31)$$

Já as perdas por comutação são para a modulação, para senoidal:

$$P_{com} = 6 \cdot P_{com_{MOSFET}} \quad (32)$$

E para o *SVM*:

$$P_{com} = 6 \cdot P_{com_{MOSFET}} \quad (33)$$

## 4 MODELO MATLAB

A fim de se modelar e comprovar que os controladores desenvolvidos funcionam antes de utilizá-los na prática, foram implementadas em MATLAB dois modelos distintos do motor e seu controle para o Controle Trapezoidal e Vetorial. Estas implementações e suas condições de contorno serão explicadas nas próximas subseções.

Os controladores utilizados neste trabalho são todos do tipo PI e podem ser representados pela Equação 34:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (34)$$

Em que,

$K_p$  corresponde ao ganho proporcional;

$K_i$  corresponde ao ganho integral.

### 4.1 Controle Trapezoidal

#### 4.1.1 Condições de Contorno

Para esta metodologia de controle, o modelo do motor foi implementado com embasamento no sistema de referência trifásico e estacionário descrito na Equação 2 para ser resolvido numericamente pelo método de Runge-Kutta. Como no Controle Trapezoidal há sempre a extinção de corrente em uma das fases, idealmente ela deveria se extinguir instantaneamente, no entanto, como podemos ver no circuito da Figura 5, existe a indutância do motor, sem falar nas capacitâncias e indutâncias parasitas em um circuito real, as quais não permitem a extinção instantânea da corrente. De tal maneira que se uma fase que antes conduzia tiver o seu interruptor comandado a abrir, a corrente circulará pelo diodo anti-paralelo de outro interruptor do mesmo braço até que haja a extinção da corrente naquela fase para que a outra comece a conduzir. Este processo pode ser visto na Figura 24.



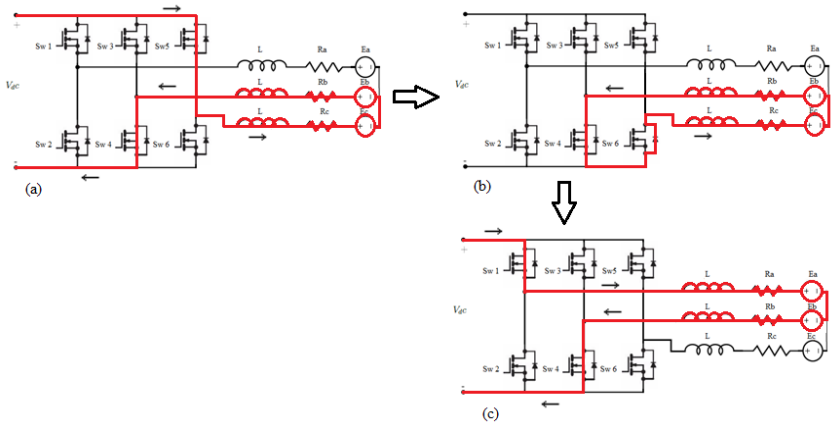


Figura 24. (a) Condução das Fases B e C. (b) Abertura da Fase C e condução pelo diodo anti-paralelo até extinção da corrente. (c) Entrada em condução das Fases A e B.

Para simular este comportamento no MATLAB, os interruptores foram modelados como resistores que assumem dois valores distintos de acordo com a situação. Quando o interruptor conduz a resistência tem valor bem baixo e quando está aberta valor bem alto, na simulação foram considerados  $10m\Omega$  e  $5M\Omega$ , respectivamente. Porém, se o interruptor de cima e de baixo estiverem comandados a estarem abertos, o programa verificará se o diodo anti-paralelo está polarizado diretamente, se estiver, então o resistor correspondente a este interruptor será caracterizado como em condução até a extinção da corrente na fase para caracterizar a condução pelo diodo anti-paralelo.

Segundo Baratieri (2011), após aplicar a Lei de Kirchhoff das Tensões nas malhas RLE que representam o motor, as equações podem ser reorganizadas e agrupadas em vetores de estado para resolver o sistema numericamente, como em:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot L} \cdot \left( \begin{bmatrix} -2(k_1 + R_s) & k_2 + R_s & k_3 + R_s \\ k_1 + R_s & -2(k_2 + R_s) & k_3 + R_s \\ k_1 + R_s & k_2 + R_s & -2(k_3 + R_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2k_4 - k_5 - k_6 & -2 & 1 & 1 \\ -k_4 + 2k_5 - k_6 & 1 & -2 & 1 \\ -k_4 - k_5 + 2k_6 & 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dc} \\ E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \right) \quad (35)$$

$$k_1 = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} \quad (36)$$

$$k_2 = \frac{r_3 r_4}{r_3 + r_4} \quad (37)$$

$$k_3 = \frac{r_5 r_6}{r_5 + r_6} \quad (38)$$

$$k_4 = \frac{r_2}{r_1 + r_2} \quad (39)$$

$$k_5 = \frac{r_4}{r_3 + r_4} \quad (40)$$

$$k_6 = \frac{r_6}{r_5 + r_6} \quad (41)$$

Onde,

$r_1$  é a resistência do interruptor 1 (Sw 1) da Figura 5;

$r_2$  é a resistência do interruptor 2 (Sw 2) da Figura 5;

$r_3$  é a resistência do interruptor 3 (Sw 3) da Figura 5;

$r_4$  é a resistência do interruptor 4 (Sw 4) da Figura 5;

$r_5$  é a resistência do interruptor 5 (Sw 5) da Figura 5;

$r_6$  é a resistência do interruptor 6 (Sw 6) da Figura 5.

Lembrando que essas resistências podem assumir dois valores dependendo da condição de operação.

Ainda, foi considerado inicialmente nas simulações *BEMFs* ideais, porém após a validação do modelo, foram implementadas as *BEMFs* não ideais para se ter uma representação mais próxima a real do comportamento do motor.

Como é um motor síncrono, o motor partiu primeiro com controle escalar V/F até uma tensão de aproximadamente 10V e velocidade de 200 RPM por 4 segundos até a sincronização da corrente e após houve inicialização dos controladores e comutação para o controle em questão.

O código implementado no MATLAB pode ser visto no APÊNDICE B – Código MATLAB para Controle Trapezoidal

#### 4.1.2 Cálculo do Controlador

O projeto do controlador visa ter tempo de resposta a 95% de dois segundos e erro nulo em regime permanente.

Como citado anteriormente, nesta topologia de controle, somente duas fases conduzem em um determinado instante de tempo, então para o cálculo do controlador, considerou-se que o motor em questão é um CC com escovas, de tal maneira que a resistência, indutância e *BEMF* deste motor são iguais ao dobro do motor *BLDC*. Um motor CC com escovas é caracterizado pelas seguintes equações:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = T_e = k_t i \quad (42)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri + E = V \quad (43)$$

Após efetuar as transformadas de Laplace e reorganizar Equação 42 e Equação 43, obtém-se a seguinte planta:

$$G_{ol}(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{k_t}{(Js+B)(Ls+R)+k_t^2} \quad (44)$$

Ao substituir os valores definidos na Tabela 1. Parâmetros do motor utilizado, lembrando que alguns fatores devem ser multiplicados por dois, tem-se o sistema em malha aberta como:

$$G_{ol}(s) = \frac{0.718}{(1+0.03668s)(1+0.025139s)} \quad (45)$$

Para a malha fechada utilizando um controlador PI e o método de cancelamento de polos descrito em SILVA (2015) com o polo a ser cancelado igual à 0.03668 e considerando que  $K_i = \frac{K_p}{0.03668}$ , tem-se:

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{1 + \frac{0.0368s}{0.718K_p} + \frac{0.0009243s^2}{0.718K_p}} \quad (46)$$

Comparando a Equação 46 com a forma canônica de um sistema de segunda ordem descrito na Equação 47.

$$1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} + \frac{1}{\omega_n^2} \quad (47)$$

Tal que,

$$K_p = \frac{0.03668}{0.025139 \cdot 0.718 \cdot (2\zeta)^2} \quad (48)$$

Tal qual  $\zeta$  é o coeficiente de amortecimento esperado e foi considerado com valor igual à 3.5 para que se tenha uma resposta ao degrau de até dois segundos, obteve-se o valor de  $K_p = 0.04147$  e  $K_i = 1.127$ .

### 4.1.3 Simulações

Nesta subseção as diversas simulações referentes ao Controle Trapezoidal serão analisadas e comparadas com a resposta encontrada nos testes.

Como pode ser visto nas Figura 25 e Figura 27, a resposta à 95% para diferentes degraus foi menor do que 2 segundos, o que valida o controlador pela simulação com o modelo desenvolvido.

Ao ser dado um degrau de torque de 0.2 N.m, na simulação o sistema demorou 1.68 segundos para atingir o regime permanente, como pode ser visto na Figura 25, porém ao analisar a resposta ao mesmo degrau na prática, percebe-se pela Figura 26 que o tempo de resposta a 95% é de 7 segundos (começando em 17 segundos e terminando em 24 segundos).

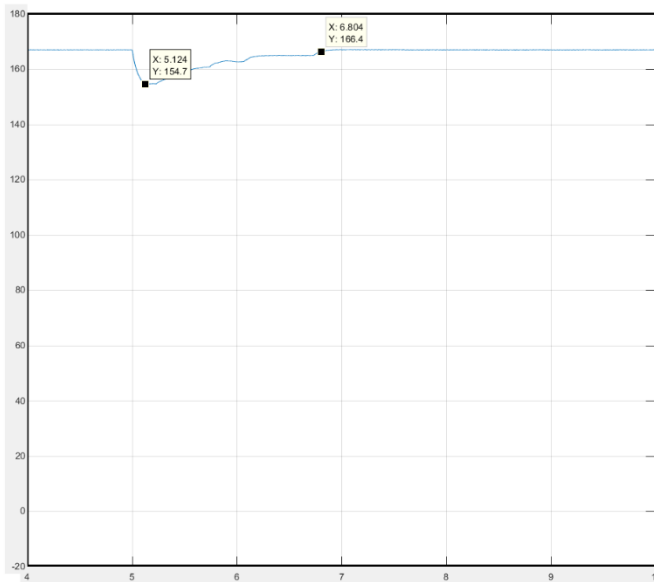


Figura 25. Simulação da resposta ao degrau de torque 0.2 N.m

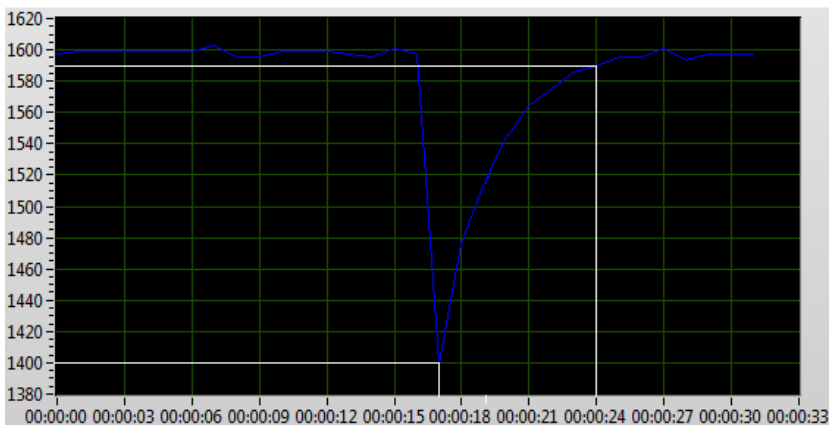


Figura 26. Teste de resposta ao degrau de torque 0.2 N.m

O mesmo ocorre quando se analisa a resposta ao degrau de velocidade aplicado quando o motor estava a 400 RPM e indo até 1600 RPM, em que na simulação pela Figura 27, tem-se tempo de resposta de 1.889 segundos, enquanto que na prática pela Figura 28 tem-se 8 segundos aproximadamente.

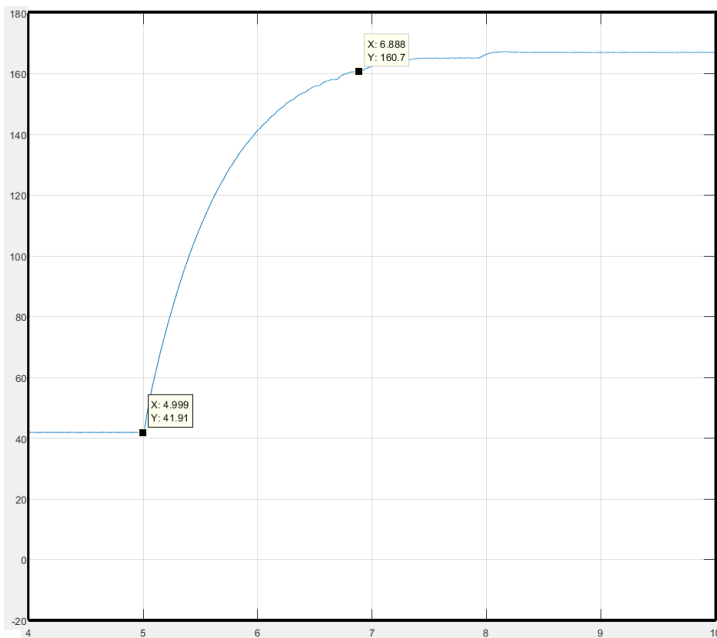


Figura 27. Simulação da resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM

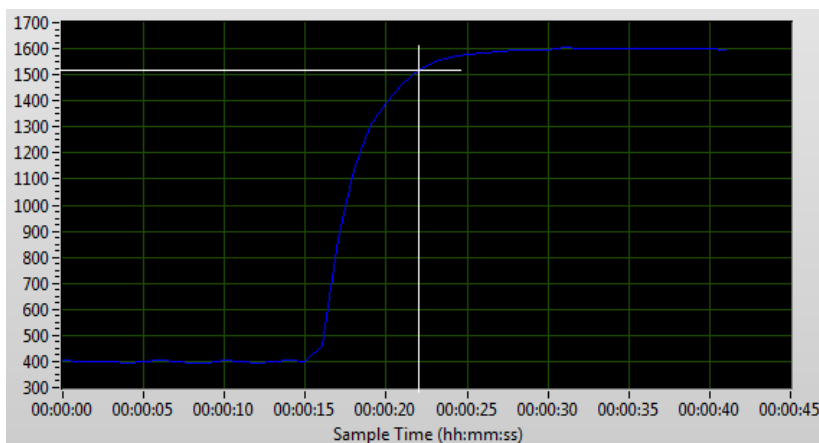


Figura 28. Teste de resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM

Esta variação é observada, pois apesar de o coeficiente de atrito ter sido calculado para o ponto de referência 1600 RPM com 0.2 N.m no dinamômetro, como pode ser visto no APÊNDICE A – Cálculo do Coeficiente de Atrito, o coeficiente de inércia não foi medido da mesma maneira, mas sim disponibilizado pelo desenvolvedor do motor, sem considerar a dinâmica do dinamômetro, causando, assim, uma variação do coeficiente utilizado no modelo implementado para o que se tem na prática, porém como o erro em regime permanente é nulo, manteve-se tal controlador.

Na Figura 29, as *BEMFs* de fase não ideais são representadas, possuindo defasamento menor do que  $120^\circ$  e possuindo um platô em zero por determinados intervalos de tempo.

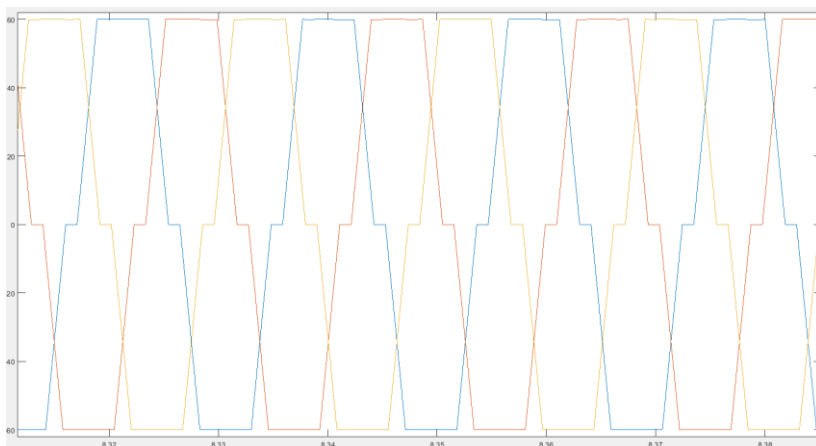


Figura 29. *BEMFs* não ideais em regime permanente

Já na Figura 30, Figura 31 e Figura 32 pode-se concluir que o modelo implementado está correto e condizente quando se diz respeito as formas de onda das correntes, visto que elas possuem mesmo formato e aproximadamente valor máximo de 500 mA, visto que a escala do osciloscópio é 500 mA/div.

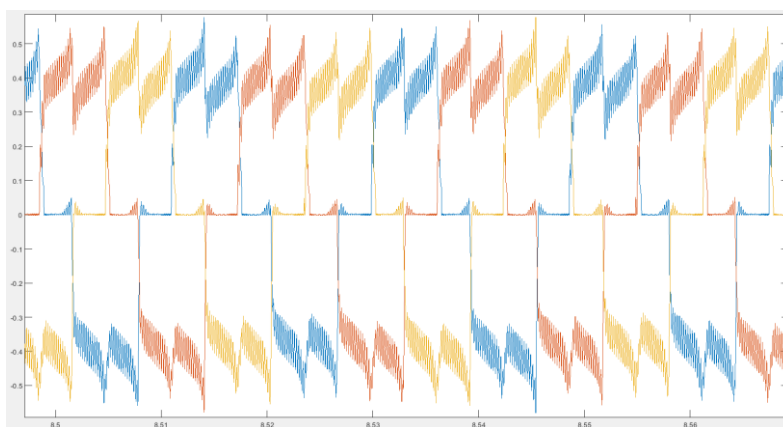


Figura 30. Correntes de Fase em regime permanente

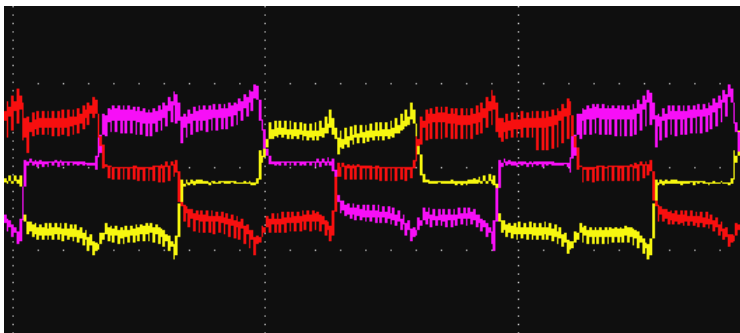


Figura 31. Correntes de Fase em regime permanente retiradas do Osciloscópio

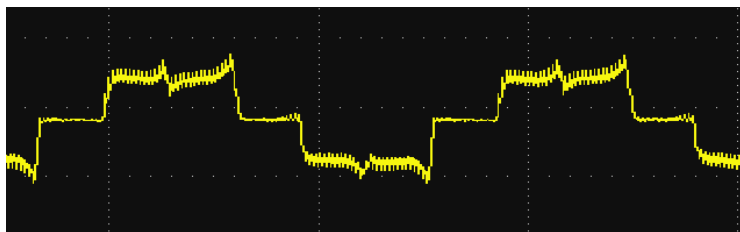


Figura 32. Corrente de Fase retirada do Osciloscópio

Nas Figura 33 e Figura 34 é possível ver o padrão de comutação utilizado, denominado *Standard*, e mostrá-lo junto às *BEMFs* concluindo que eles estavam em fase e cada interruptor era acionado no momento certo.

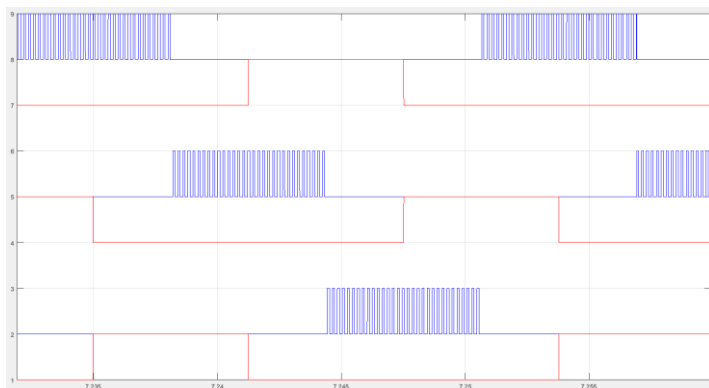


Figura 33. Sequência de Acionamento dos interruptores para um ciclo



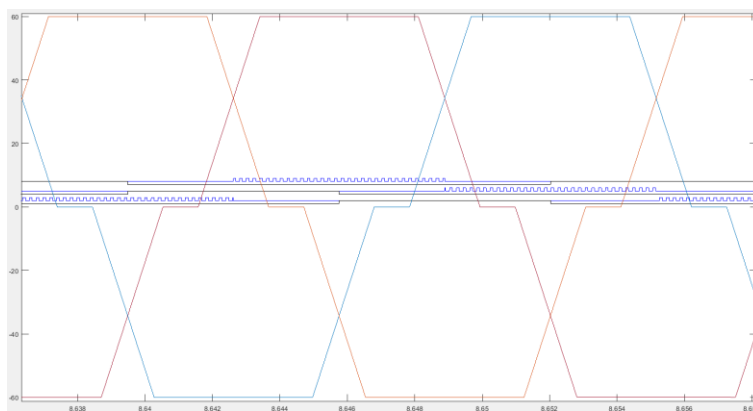


Figura 34. Acionamento em fase com as *BEMFs*

Na Figura 35 é possível ver a oscilação causada no torque eletromagnético por causa das harmônicas injetadas pela extinção das correntes de fase.

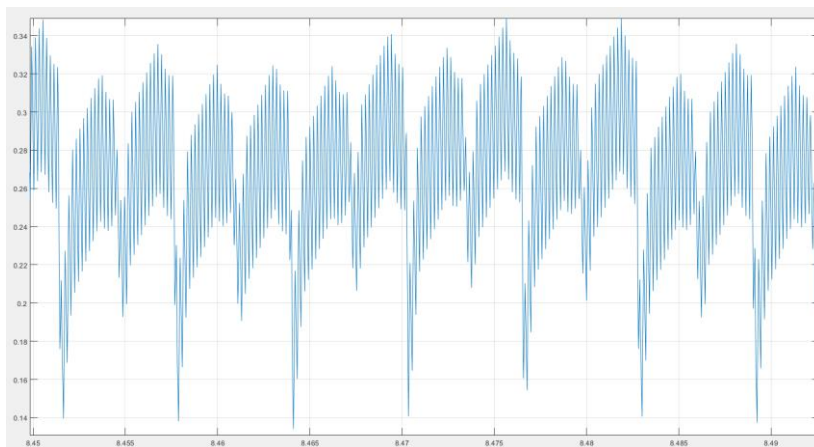


Figura 35. Torque Eletromagnético para Controle Trapezoidal

## 4.2 Controle Vetorial

### 4.2.1 Condições de Contorno

Como dito anteriormente, diferentemente do Controle Trapezoidal, o Controle Vetorial, via de regra, possui sempre as três fases conduzindo,

evitando as extinções abruptas de corrente. Então, para facilitar a implementação do modelo deste tipo de controle, o inversor de frequência foi abstraído e as tensões de referência geradas pelos controladores foram aplicadas diretamente no modelo após serem realizadas as transformadas necessárias.

Devido à estrutura de controle utilizada, malha interna e malha externa, uma não deve interferir na operação da outra, de tal maneira que se define que a malha interna deve operar com dinâmica mais rápida do que a externa, sendo que a primeira foi definida para ter banda passante de aproximadamente 150 rad/s e a segunda foi definida para ser menor que 10 rad/s. Para o correto funcionamento dos controladores foi considerado para a simulação que o modelo do motor operasse com período de 1μs, os controladores das correntes de eixo em quadratura e direto em 200μs e o controlador de velocidade em 2ms.

Inicialmente para validar o modelo, foram consideradas *BEMFs* senoidais, as quais foram depois substituídas pelas trapezoidais não ideais. Nesta simulação foram consideradas a modulação senoidal e a *SVM*.

Como é um motor síncrono, o motor partiu primeiro com controle escalar V/F até uma tensão de aproximadamente 10 V e velocidade de 200 RPM por 4 segundos até a sincronização da corrente e após houve inicialização dos controladores e comutação para o controle em questão.

O código implementado no MATLAB pode ser visto no APÊNDICE B – Código MATLAB para Controle Trapezoidal

#### 4.2.2 Cálculo dos Controladores

Os controladores de corrente são calculados desconsiderando as variáveis de desacoplamento, Equação 21 e Equação 22, de tal maneira que ao se analisar a Equação 23, tem-se as seguintes plantas em malha aberta:

$$\frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{1}{R_s + L_d s} \quad (49)$$

$$\frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{R_s + L_q s} \quad (50)$$

Como  $L_d = L_q = L$ , então

$$G_{ol}(s) = \frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{R_s + Ls} \quad (51)$$

E utilizando novamente a estratégia de cancelamento de polo descrita em SILVA (2015) com malha fechada:

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{1 + \frac{Ls}{K_p}} \quad (52)$$

O polo cancelado é igual à 0.0145 e calculou-se para o sistema de primeira ordem em malha fechada tempo de resposta a 95%:

$$t_{5\%} = \frac{3 \cdot 0.0145}{K_p} \quad (53)$$

Em que,  $t_{5\%}$  é o tempo que a resposta demora para alcançar 95% do valor final e foi considerado como sendo 0.004, resultando em  $K_p = 10.14$  e  $K_i = 697$ .

Para o controlador de velocidade, como sempre há três fases conduzindo não é possível fazer a simplificação para um motor CC com escovas, por este motivo outras simplificações foram consideradas como o Coeficiente de Atrito foi considerado como uma perturbação, sendo desprezado no cálculo do controlador. Também é necessária a inclusão da malha fechada do controlador de corrente, visto que ela é uma malha interna da malha de velocidade. Em malha aberta o sistema possui, então, a seguinte planta:

$$G_{ol}(s) = \left( \frac{sK_{p\omega} + K_{i\omega}}{s} \right) \cdot K_t \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{1}{Js} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Ls}{K_p}} \quad (54)$$

Em que  $K_{p\omega}$  e  $K_{i\omega}$  correspondem aos ganhos do controlador para a malha de velocidade. Como o número de polos, P, é quatro, o sistema pode ser rearranjado como:

$$G_{ol}(s) = 2K_tK_p \left( \frac{sK_{p\omega} + K_{i\omega}}{s^2(JK_p + JJs)} \right) \quad (55)$$

Diferente dos outros controladores, este não será implementado utilizando o método de cancelamento de polos e por isso deve-se utilizar um pré-filtro passa baixa junto à referência para eliminar o zero inserido no sistema. Este filtro, o qual tem formato igual ao descrito na equação abaixo, será calculado posteriormente.

$$Filtro = \frac{K_{i\omega}}{K_{i\omega} + K_{p\omega}s} \quad (56)$$

Com o filtro colocado em série com a referência, o sistema em malha fechada é representado por:

$$G_{cl}(s) = \left( \frac{2K_t K_p K_{i\omega}}{2K_t K_p K_{i\omega} + 2K_t K_p K_{p\omega} s + J K_p s^2 + J L s^3} \right) \quad (57)$$

Podendo ser rescrita como:

$$G_{cl}(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\omega} s}{K_{i\omega}} + \frac{J s^2}{2K_t K_{i\omega}} + \frac{J L s^3}{2K_t K_p K_{i\omega}}} \quad (58)$$

Este controlador não foi calculado com base no tempo de resposta à 95%, mas sim de acordo com a frequência natural desejada. Sabia-se que era necessário que tal frequência fosse bem menor que a dos controladores de corrente, então para escolhê-la descobriu-se qual era a frequência natural das malhas de corrente com o auxílio do MATLAB, como pode ser visto na Figura 36, em que o sistema é estável e tem frequência natural igual à 150 rad/s. Então, escolheu-se para a malha de velocidade,  $\omega_n < 10$  rad/s para que se tivesse uma resposta mais lenta. Utilizando então a ferramenta PID Tuner do MATLAB, interativamente, encontrou-se os valores de  $\omega_n = 1,738$  rad/s para se ter a resposta a 95% próxima ao Controle Trapezoidal, ou seja, de dois segundos.

Como resultado obteve-se  $K_p = 0,0020385$  e  $K_i = 0,001429$  e, portanto,  $Filtro = \frac{1}{1 + 1,426s}$ . O diagrama de Bode desta malha de controle pode ser visto na Figura 37, observando que a frequência natural de oscilação ficou bem próximo do especificado em 1,29 rad/s.

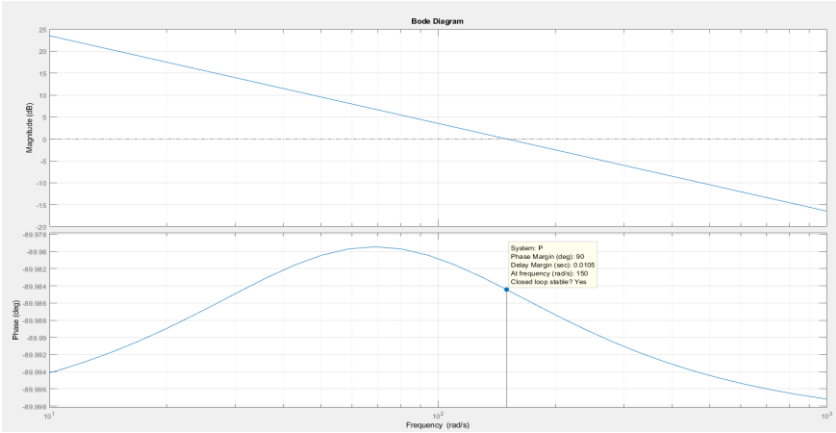


Figura 36. Diagrama de Bode para malha de corrente do Controle Vetorial

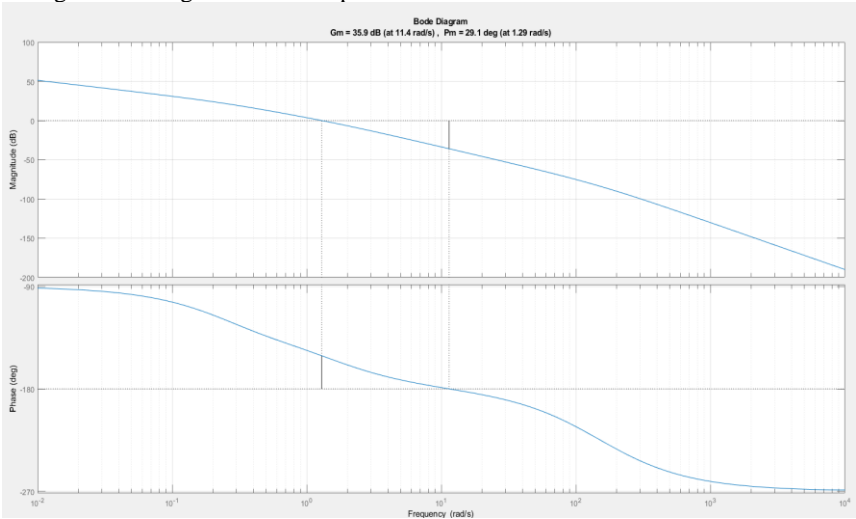


Figura 37. Diagrama de Bode para malha de velocidade do Controle Vetorial

### 4.2.3 Simulações

Para validar o modelo desenvolvido no MATLAB para simulação, primeiro optou-se por simular um motor *BLAC* com os mesmos coeficientes citados na Tabela 1. Para validação, considerou-se que as correntes, tensões e *BEMFs* de fase deveriam todas estar alinhadas, em regime permanente  $I_d$  e  $I_q$  deveriam ser constantes com  $I_d = 0$  e o torque eletromagnético também deveria ser constante. Os resultados das

simulações referentes a essas considerações foram condizentes e podem ser vistos da Figura 38 à Figura 42.

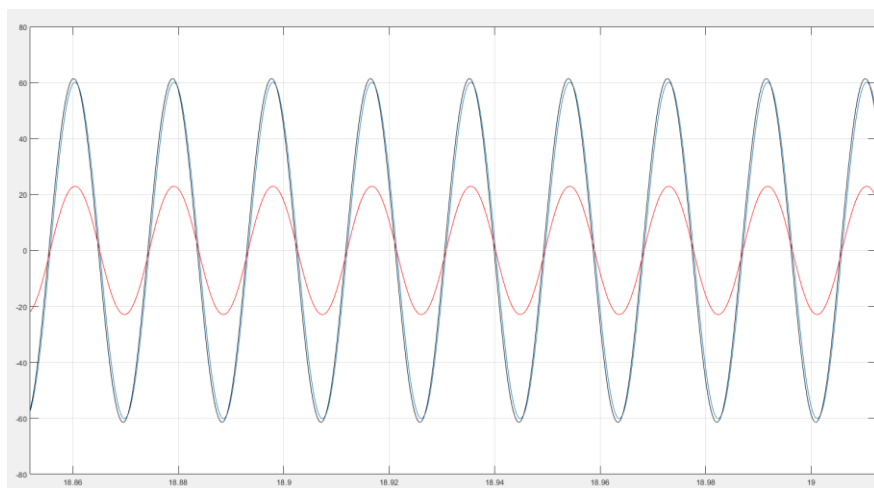


Figura 38. Corrente, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLAC*

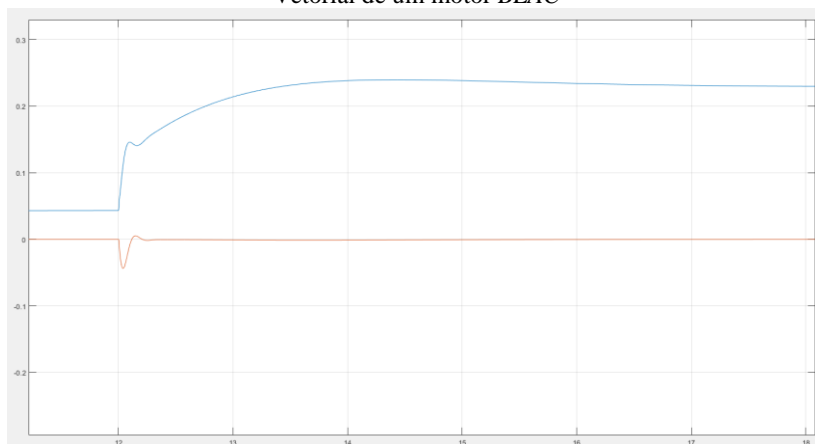


Figura 39.  $I_d$  e  $I_q$  em regime permanente após perturbação

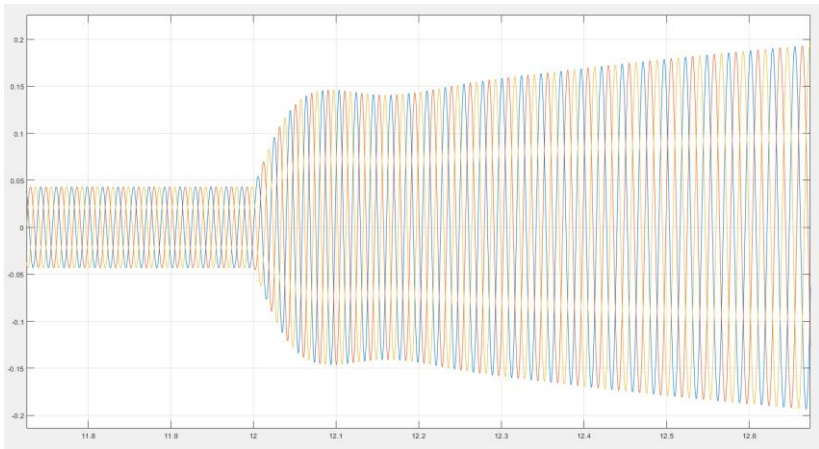


Figura 40.  $I_a$ ,  $I_b$  e  $I_c$  em regime permanente e após perturbação

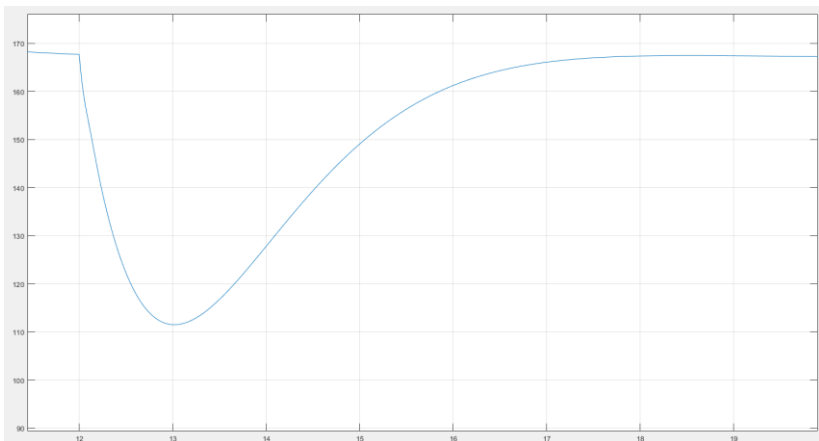


Figura 41. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m

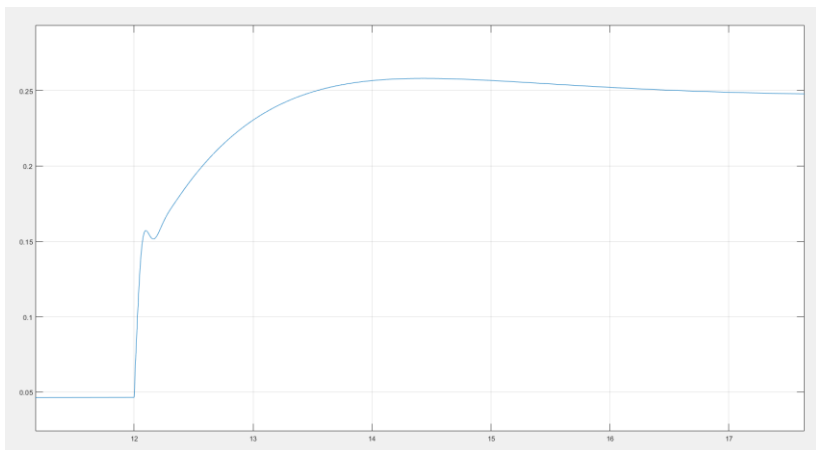


Figura 42. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m

Após feita a validação para um motor *BLAC*, verificou-se se os controladores funcionavam para um motor *BLDC* com as duas modulações citadas anteriormente.

Primeiramente tem-se a modulação senoidal e pode-se perceber pela Figura 43 e Figura 44 que apesar de corrente, tensão e *BEMF* estarem em fase, há uma distorção na corrente de fase, a qual ocorre porque a *BEMF* e tensão de fase não possuem mesmo formato. Isso ainda causa oscilações em  $I_d$ ,  $I_q$  e por consequência na velocidade e torque eletromagnético, como visto da Figura 43 à Figura 48.

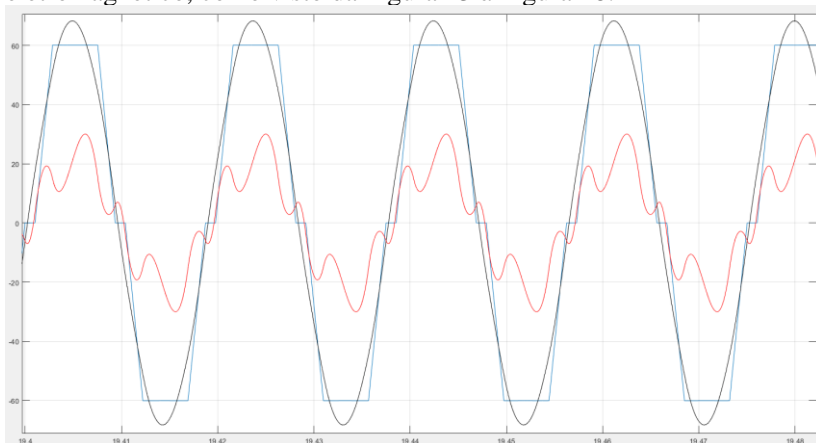


Figura 43. Corrente multiplicada por 100, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLDC* com modulação senoidal



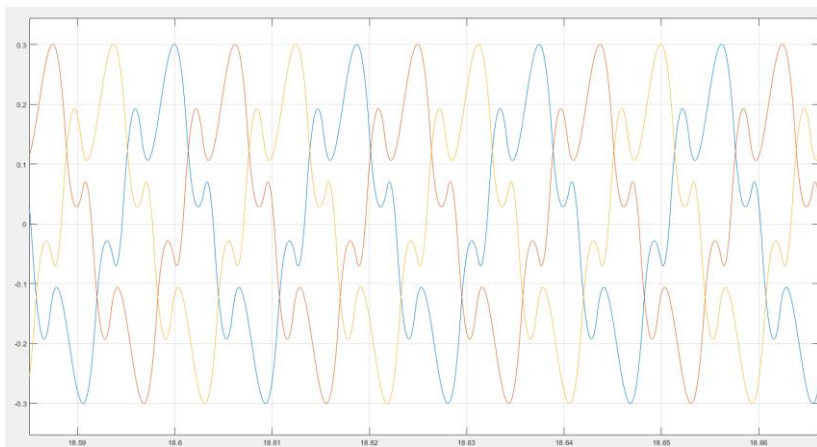


Figura 44. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e modulação senoidal

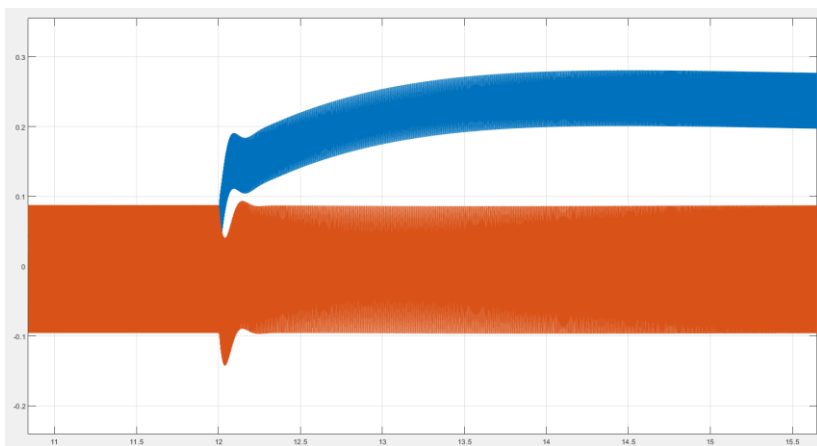


Figura 45. Correntes  $I_d$  e  $I_q$  em regime permanente após perturbação para modulação senoidal

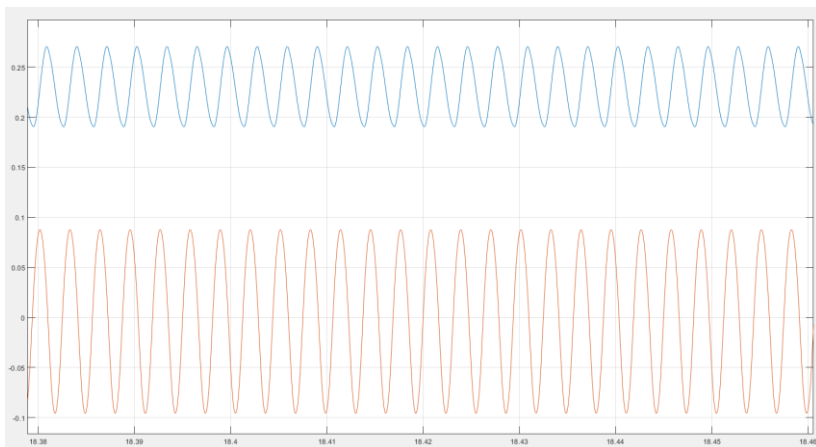


Figura 46. Zoom das correntes  $I_d$  e  $I_q$  em regime permanente após perturbação para modulação senoidal

Da Figura 47 conclui-se que o tempo de resposta à 95% é 3.5 segundos indo de 1070 RPM (112 rad/s) até 1593 RPM (164.3 rad/s), o que é satisfatório para estes testes. Da Figura 48 fica nítido que a variação do torque eletromagnético pode chegar próximo de 0.1 N.m, ou seja, metade do valor que foi aplicado no degrau.

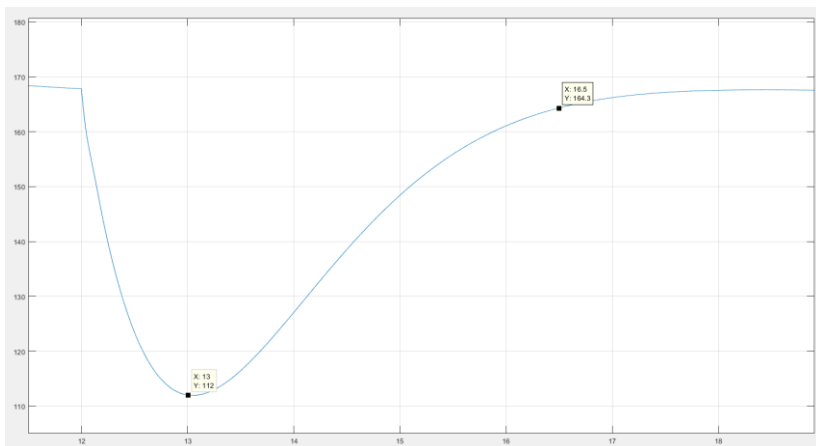


Figura 47. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal

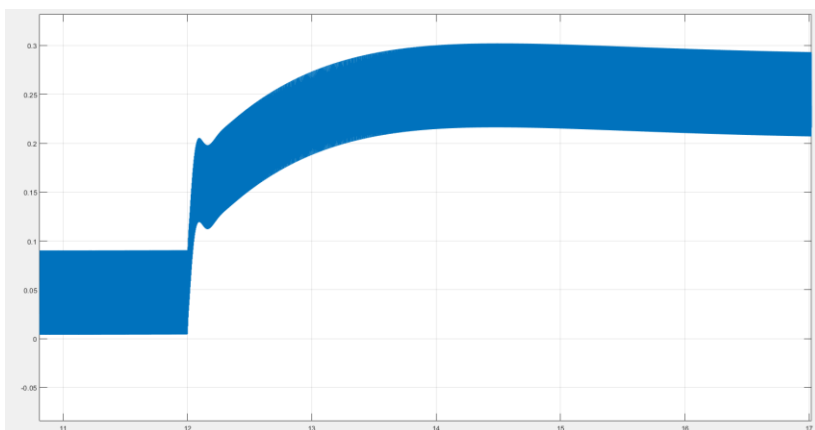


Figura 48. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com modulação senoidal

A Figura 49 contém a resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM até 1600 RPM, possuindo tempo de resposta à 95% de 2.11 segundos, indo de aproximadamente 400 RPM (41.88 rad/s) até 1535 RPM (160.8 rad/s).

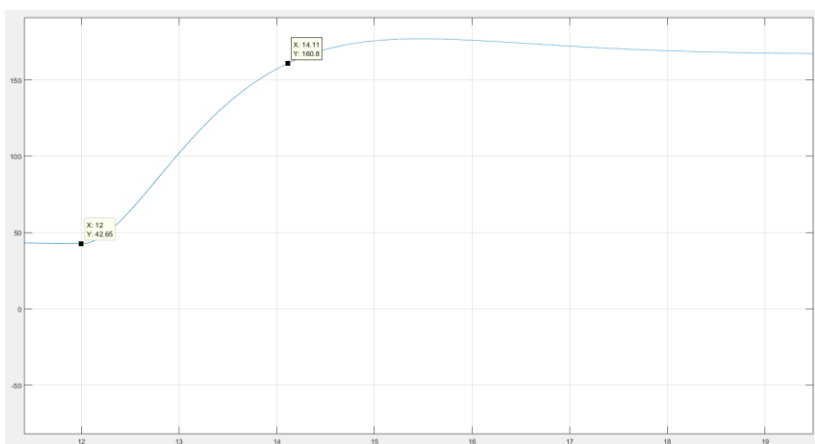


Figura 49. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com modulação senoidal

Para o SVM foram encontrados os mesmos resultados encontrados para a modulação senoidal, porém houve uma maior deformação das correntes de fase, como pode ser visto na Figura 50 e Figura 51, o que

acontece também por causa do formato da tensão de fase comparada à *BEMF*.

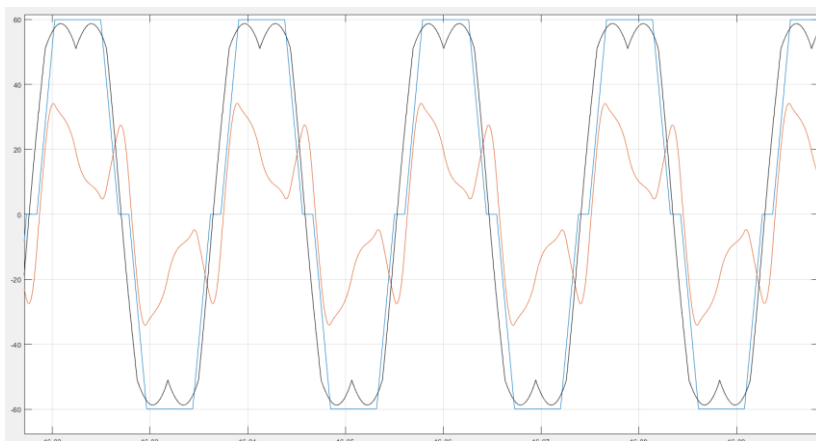


Figura 50. Corrente multiplicada por 100, Tensão e *BEMF* de fase em fase entre si para Controle Vetorial de um motor *BLDC* com *SVM*

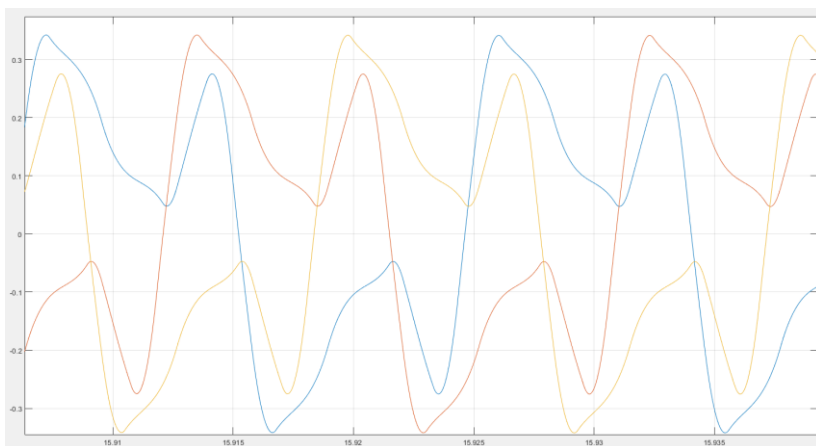


Figura 51. Correntes de Fase A, B e C para Controle Vetorial e *SVM*

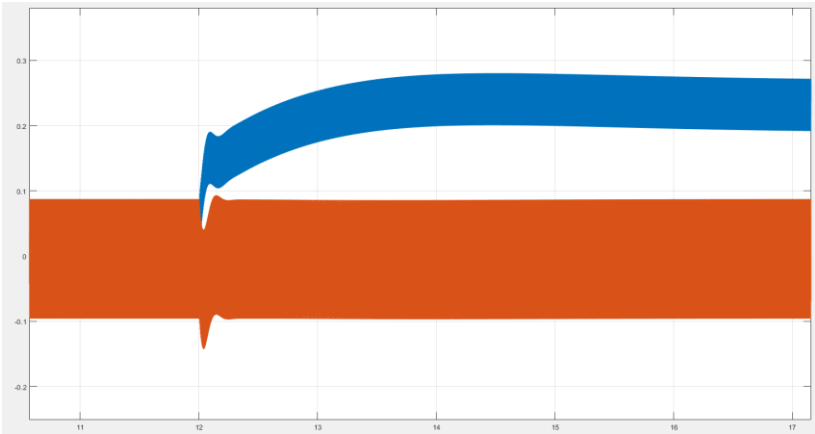


Figura 52. Correntes  $I_d$  e  $I_q$  em regime permanente após perturbação para SVM

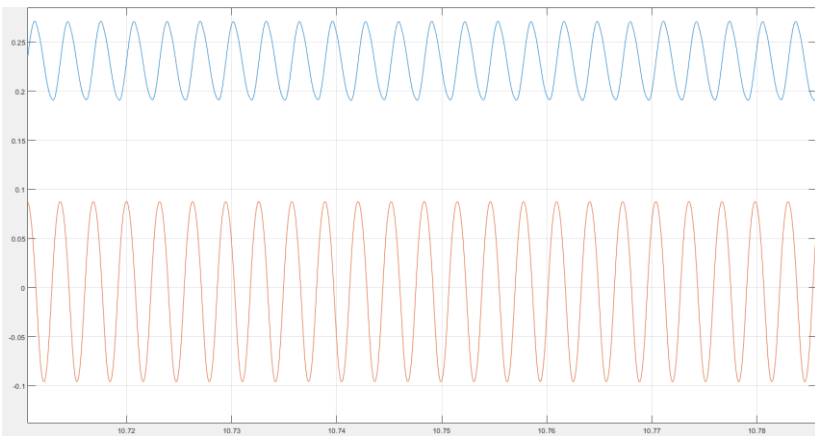


Figura 53. Zoom correntes  $I_d$  e  $I_q$  em regime permanente após perturbação para SVM

Da Figura 54 conclui-se que o tempo de resposta à 95% é 3.5 segundos indo de 1070 RPM (112 rad/s) até 1593 RPM (164.3 rad/s). Na Figura 55 tem-se a mesma variação do torque eletromagnético em decorrência da variação senoidal em  $I_q$ .

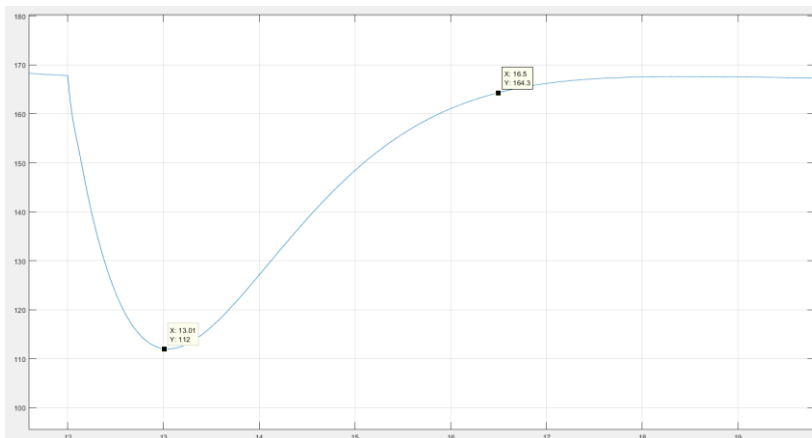


Figura 54. Resposta da velocidade ao degrau de carga de 0.2 N.m com SVM

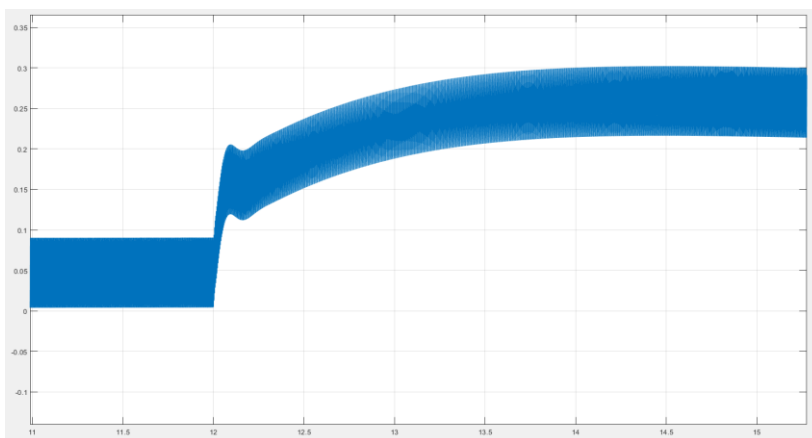


Figura 55. Resposta do torque eletromagnético ao degrau de carga de 0.2 N.m com SVM

Já a Figura 56 apresenta a resposta ao degrau de velocidade de 400 RPM até 1600 RPM, possuindo tempo de resposta à 95% de 2.12 segundos, indo de aproximadamente 400 RPM (41.88 rad/s) até 1535 RPM (160.9 rad/s).

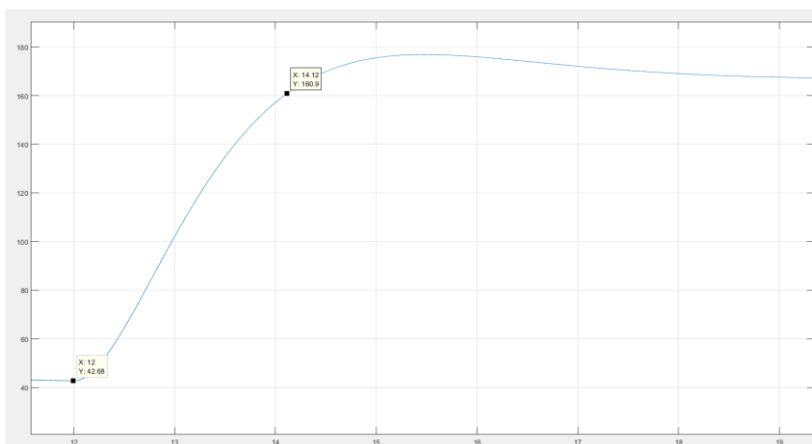


Figura 56. Resposta da velocidade ao degrau de velocidade de 400 RPM para 1600 RPM com SVM

#### 4.3 Comparativo entre simulações

Nas tabelas abaixo pode-se verificar os valores de pico e eficaz para as correntes e tensões de fase para cada tipo de controle com a respectiva modulação, além do valor de pico-a-pico do torque eletromagnético.

	$I_{\phi}$ pk [A]	$I_{\phi}$ rms [A]	$V_{\phi}$ pk [V]	$V_{\phi}$ rms [V]	$T_e$ pk-pk [N.m]
<b>Trapezoidal</b>	0.5713	0.3303	62.43	49.35	0.2070
<b>Vetorial c/ Modulação Senoidal</b>	0.3000	0.1682	68.28	48.84	0.1023
<b>Vetorial c/ SVM</b>	0.3416	0.2055	58.76	49.81	0.1274

Tabela 4. Comparativo entre as simulações

Em que:

$I_{\phi}$  pk e  $V_{\phi}$  pk representam os valores de pico da corrente e tensão de fase;

$I_{\phi}$  rms e  $V_{\phi}$  rms representam os valores eficazes da corrente e tensão de fase;

$T_e$  pk-pk representa o valor de pico-a-pico do torque eletromagnético.

Pode-se perceber então que o controle vetorial com modulação senoidal apresenta menor corrente de fase eficaz, o que caracteriza em teoria menos perdas por condução no inversor e motor, além de apresentar menor oscilação no torque eletromagnético, o qual também aumenta a eficiência do motor.

## 5 CONTROLADORES DIGITAIS

Como o sistema é controlado e comandado por um microcontrolador, todas as informações de corrente, tensão, ângulo do encoder e etc, são discretizadas, por esta razão, os controladores foram discretizados, visto que não operam continuamente.

A transformada escolhida para discretizar o sistema é a de Tustin, ou bilinear, na qual a variável no domínio da frequência  $s$  é transformada no domínio dos discretos  $z$  através da substituição:

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \left( \frac{z-1}{z+1} \right) \quad (59)$$

Em que  $T_s$  é o período de amostragem do sinal.

Como um controlador PI tem o formato  $C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ , então:

$$C(z) = K_p + \frac{T_s K_i}{2} \cdot \left( \frac{z+1}{z-1} \right) \quad (60)$$

E, por fim, a equação de diferenças será

$$u[k] = u[k-1] + \left( K_p + \frac{K_i}{2F_s} \right) \cdot e[k] + \left( -K_p + \frac{K_i}{2F_s} \right) \cdot e[k-1] \quad (61)$$

As equações de diferenças para os controladores das duas estratégias de controle podem ser vistas abaixo.

- Controle Trapezoidal:
  - Controlador de Velocidade com  $T_s = 0.005s$ :  

$$u[k] = u[k-1] + 0.0434e[k] - 0.3787e[k-1]$$
- Controle Vetorial:
  - Controlador de Corrente com  $T_s = 0.0002s$ :  

$$u[k] = u[k-1] + 10.2097e[k] - 10.0703e[k-1]$$



- Controlador de Velocidade com  $T_s = 0.002s$ :  

$$u[k] = u[k - 1] + 0.00204[k] - 0.002037e[k - 1]$$

O Filtro para Controle Vetorial definido na Equação 56 também precisou ser discretizado, obtendo então:

$$Filtro(z) = \frac{z+1}{714z-712} \quad (62)$$

E a equação de diferenças:

$$u[k] = 0.9972u[k - 1] + 0.0014e[k] - 0.0014e[k - 1] \quad (63)$$

## 6 RESULTADOS

### 6.1 Dinamômetro

A bancada de teste utilizada corresponde a um dinamômetro rolamentado com torquímetro de linha, freio de histerese e encoder incremental. Conta ainda com um wattímetro para aquisição de dados de entrada e saída do inversor, fonte CC para controlar o freio e fonte de alimentação para o inversor para que flutuações da rede não interfiram nos resultados obtidos. O desenvolvimento do software em LabVIEW e recuperação física desta bancada foi alvo do estágio do autor deste TCC, o que possibilitou fluência na aquisição e manipulação dos dados. O diagrama que representa o dinamômetro pode ser visto na Figura 57.

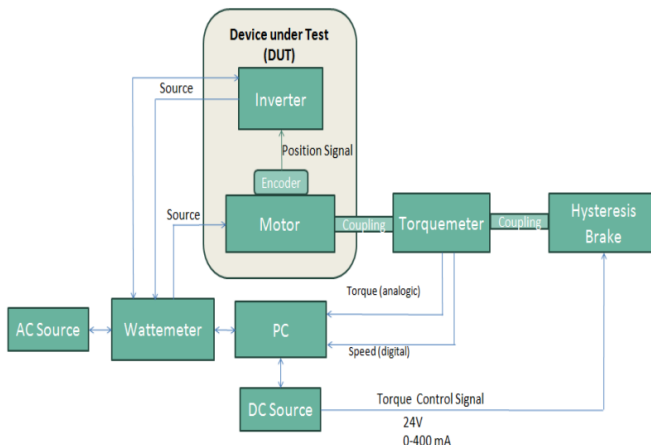


Figura 57. Dinamômetro

### 6.2 Condições de Contorno dos Testes

Os testes consideraram como *setpoint* velocidade de 1600 RPM e carga imposta de 2 kgf.cm, aproximadamente 0.2 N.m, e frequência de comutação de 5 kHz. Para cálculo de eficiência foi utilizado no wattímetro o método da integração durante um minuto para cada teste, a fim de se obter a grandeza em horas e depois calcular a instantânea. Os testes foram iniciados após o motor ter rodado durante uma hora nas condições citadas acima, isso foi feito para que o motor atingisse uma

temperatura constante, eliminando-se, assim, distorções nos resultados por conta de diferenças nas temperaturas.

Para cada tipo de controle e modulação foram executados 25 testes e eles podem ser vistos por completo nos APÊNDICE E – Resultados para Controle Trapezoidal, APÊNDICE F – Resultados para Controle Vetorial e modulação Senoidal e APÊNDICE G – Resultados para Controle Vetorial e *SVM*. Na próxima subseção serão discutidos os valores médios das eficiências calculadas das 75 amostras.

### 6.3 Resultados

A Tabela 5 contém os resultados médios das Eficiências calculadas dos testes executados.

	Trapezoidal	Senoidal	SVM
<b>Motor AVG</b>	93,17%	94,67%	94,11%
<b>Inverter AVG</b>	95,43%	93,21%	93,12%
<b>Total AVG</b>	88,92%	88,23%	87,64%
	Trapezoidal	Senoidal	SVM
<b>Motor Desv. Pad.</b>	0,60%	0,54%	0,49%
<b>Inverter Desv. Pad.</b>	0,05%	0,04%	0,04%
<b>Total Desv. Pad.</b>	0,58%	0,51%	0,47%

Tabela 5. Resumo da média das Eficiências e o desvio padrão

#### 6.3.1 Eficiência do Motor

Ao analisar a Tabela 5, percebe-se que a eficiência do motor é melhor para o caso do Controle Vetorial com modulação Senoidal e isso acontece, porque como este tipo de controle permite sempre a condução das três fases ao invés de somente duas, a corrente eficaz possui menor magnitude do que com o Controle Trapezoidal.

Como o Controle Vetorial teve seu modelo desenvolvido para motores *BLAC* no referencial do rotor e não *BLDC*,  $i_d$  e  $i_q$  apresentam oscilações nas duas modulações, como pode ser visto na Figura 45 e Figura 46, o que causa distorções nas correntes de fase, acarretando em aumento de harmônicas. Porém ao se comparar a modulação senoidal e a *SVM*, percebe-se que esta apresenta mais componentes harmônicas nas tensões de fase que geram componentes de corrente desnecessárias,

aumentando a corrente eficaz e as perdas no motor, como pode ser visto nas Figura 44 e Figura 51.

Além disso, pode-se ver na Tabela 4 que o Controle Vetorial com modulação senoidal apresenta menor oscilação de torque eletromagnético, o que acarreta em um melhor aproveitamento energético, visto que a potência de saída do motor é diretamente proporcional ao torque produzido. Por esses motivos o Controle Vetorial com modulação senoidal apresentou maior eficiência para o motor.

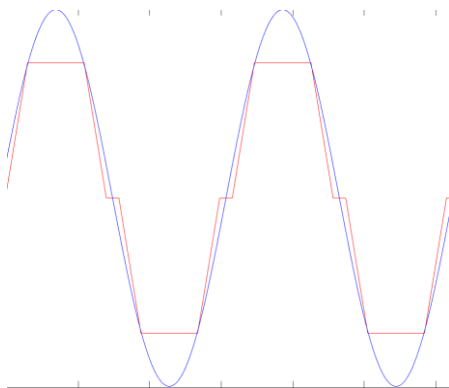


Figura 58. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle vetorial com modulação senoidal. Simulação feita em malha aberta.

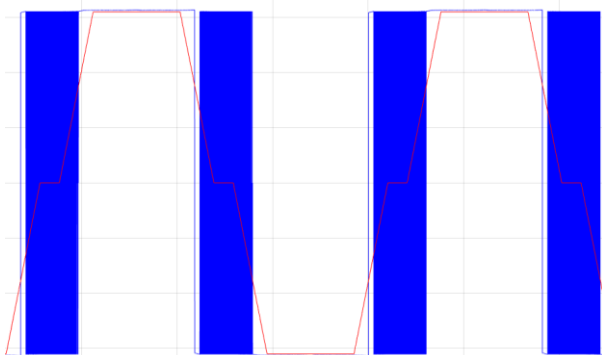


Figura 59. Tensão de fase em azul e *BEMF* de fase em vermelho para controle trapezoidal. Simulação feita em malha aberta.

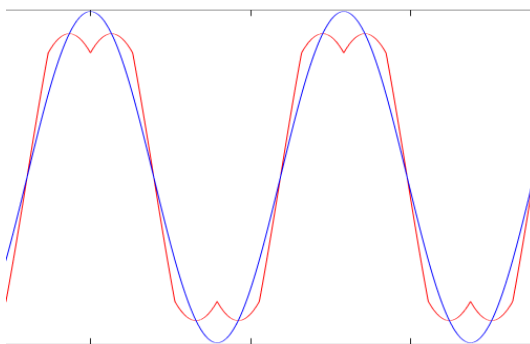


Figura 60. Comparativo entre a forma de onda da tensão de fase para modulação senoidal (azul) e *SVM* (vermelho) para malha aberta.

### 6.3.2 Eficiência do Inversor

Quanto à eficiência do inversor, segundo a Tabela 5, o Controle Trapezoidal se mostrou mais eficiente do que o Vetorial. Isso ocorre, apesar das correntes eficazes serem menores para o Controle Vetorial em qualquer uma das duas modulações citadas, porque neste controle há mais transições de estado em um período de comutação do que o Trapezoidal. O primeiro apresentará sempre doze comutações com modulação senoidal, doze com a *SVM* e o trapezoidal sempre duas. De tal maneira que as perdas por comutação aumentam bastante de um tipo de controle para o outro.

### 6.3.3 Eficiência Total

Esta eficiência é consequência das duas explicadas anteriormente, onde conclui-se que neste trabalho a eficiência para o Controle Trapezoidal em um motor *BLDC* apresenta eficiência do sistema maior do que o Vetorial.

## 7 CONCLUSÃO

Após a finalização deste trabalho pode se concluir que, para um motor *BLDC* com a tecnologia de interruptores utilizada, o controle trapezoidal possui eficiência aproximadamente 0,7% maior do que o controle vetorial com modulação senoidal e 1,3% com *SVM*. Porém se os interruptores forem melhorados e o circuito de acionamento deles também, eles podem trazer melhorias ao Controle Vetorial abrindo-se possibilidades de se explorar melhorias nos circuitos de comando e interruptores utilizados para que se tenha menos perdas no inversor de frequência, possibilitando, assim, um controle vetorial com cada vez menos perdas, fazendo-se útil uma constante revisão da técnica.

Para trabalhos futuros, vê-se a necessidade de aperfeiçoamento do modelo no MATLAB para o controle vetorial, considerando o modelo do inversor de frequência. Também a discretização do erro causado pelos rolamentos para que se tenha conhecimento real das perdas no motor, visto que neste trabalho foi considerado que estas perdas eram constantes e iguais para todos os testes. Ainda, pode-se melhorar o modelo de perdas para condução do diodo anti-paralelo em função do tempo de extinção de corrente para determinado motor e acrescentar no modelo as perdas no ferro.

## REFERÊNCIAS

BARATIERI, Cássio Luciano. **Relatório 1: Modelagem e Implementação do Conjunto Inversor/Motor BLDC para Estudos de Técnicas de Controle**. Santa Maria, 2011. 48 p.

BARATIERI, Cássio Luciano. **Relatório: Descrição dos resultados obtidos e conclusões gerais sobre as técnicas de modulação e controle sensorless para motores BLDC**. Santa Maria, 2012. 62 p.

BARBI, Ivo. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: Editora da Ufsc, 1985.

BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014. 305 p.

CHEN, Guoqiang; KANG, Jianli; ZHAO, Junwei. Study on A New Hybrid Random Space Vector Pulse Width Modulation Strategy. **Information Technology Journal**. p. 816-823. 2014. Disponível em: <<https://scialert.net/fulltext/?doi=itj.2014.816.823>>. Acesso em: 10 maio 2018.

CHIASSON, J. **Modeling and High-Performance Control of Electric Machines**. Hoboken: John Wiley and Sons Inc., 2005. 734 p

EUROPE, Texas Instruments (Org.). **Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors**. 1998. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf>>. Acesso em: 01 fev. 2018.

GUPTA, Anita; GUPTA, Harsh; TIWARI, Arvind K.. A Comparative Study of Sine-Triangular and Space Vector PWM Inverter Fed Induction Motor Drive. **National Power Systems Conference**. Kharagpur, p. 833-836. 2002. Disponível em: <<http://www.iitk.ac.in/npsc/Papers/NPSC2002/110.pdf>>. Acesso em: 15 maio 2018.

GUPTA, Anubha. Three Phase Inverter Simulation using Sinusoidal PWM Technique. **International Journal Of Advanced Research In Electrical, Electronics And Instrumentation Engineering**. Chandigarh, p. 4102-4108. maio 2017. Disponível em:

<[http://www.ijareeie.com/upload/2017/may/72\\_14\\_Three.pdf](http://www.ijareeie.com/upload/2017/may/72_14_Three.pdf)>. Acesso em: 03 abr. 2018.

INFINEON TECHNOLOGIES AG (Alemanha) (Org.). **AP16097**: Different PWM Waveforms Generation for 3-Phase AC Induction Motor with XC164CS. 2006. Disponível em: <[https://www.infineon.com/dgdl/AP1609710\\_different\\_PWM\\_for\\_three\\_phase\\_ACIM.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40a1bf20453](https://www.infineon.com/dgdl/AP1609710_different_PWM_for_three_phase_ACIM.pdf?fileId=db3a304412b407950112b40a1bf20453)>. Acesso em: 20 maio 2018.

KASCAK, Slamovir et al. Two-Phase Space Vector Modulation of FOC Controlled ASM Fed by 2-Phase VSI Inverter. **15th International Power Electronics And Motion Control Conference**. Novi Sad, p. 1-5. 21 jan. 2013. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6397296/>>. Acesso em: 18 fev. 2018.

KRISHNAN, Ramu. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control**. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. 652 p.  
KRISHNAN, Ramu. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. Blacksburg: Crc Press, 2010. 588 p.

LUKICHEV, Dmitry V.; DEMIDOVA, Galina L.. Features of Tuning Strategy for Field Oriented Control of PMSM Position Drive System with Two-mass Load. **International Journal Of Circuits: SYSTEMS AND SIGNAL PROCESSING**. (s.l.), p. 88-94. out. 2016. Disponível em: <<http://www.naun.org/main/NAUN/circuitssystemssignal/2016/a242005-252.pdf>>. Acesso em: 15 abr. 2018.

MARIA, Daniel de Figueiredo. **Controle linear de máximo torque do motor síncrono de ímãs permanentes interiores**. 2009. 70 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2009.

MAZGAJ, Witold; ROZEGNAŁ, Bartosz; SZULAR, Zbigniew. Switching losses in three-phase voltage source inverters. **Technical Transactions Electrical Engineering**. Cracóvia, p. 47-60. 2015. Disponível em: <<http://yadda.icm.edu.pl/yadda/element/bwmeta1.element.baztech-bd98c75d-7e2f-407c-91e9-e59f6865413b>>. Acesso em: 10 abr. 2018.



MEIRINHO, Christian Joezer. **Estudo do acionamento do motor síncrono de ímãs permanentes utilizando regulador linear quadrático e controle vetorial via modulação por vetores espaciais**. 2016. 89 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2015.

MESSNER, Bill et al. **Control Tutorials for MATLAB & Simulink**. 2011. Disponível em: <<http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home>>. Acesso em: 21 abr. 2018.

NAZÁRIO, Filipe Guolo. **Estudo comparativo entre estratégias para estimativa de velocidade e posição sem sensor mecânico de rotação aplicado ao acionamento de motores utilizados em produtos da linha branca**. 2014. 178 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2014.

PILLAY, P.; KRISHNAN, Ramu. An investigation into the torque behavior of a brushless DC motor drive. **Conference Record Of The 1988 Ieee Industry Applications Society Annual Meeting, 1988**. Pittsburgh, p. 201-208. out. 1988. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/25064/>>. Acesso em: 25 maio 2018.

QUANG, Nguyen Phung; DITTRICH, Jörg-andreas. **Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice**. Berlim: Springer, 2015.

SAUNDERS, Ben et al. Cogging Torque Estimation for Sensorless PMSM. **2012 Xxth International Conference On Electrical Machines**. Marseille, p. 2949-2954. 12 nov. 2012. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6350307/>>. Acesso em: 05 mar. 2018.

SILVA, Aguinaldo Silveira e. **FUNDAMENTOS DE CONTROLE CLÁSSICO**. 2015. ed. Florianópolis: Ufsc, 2015.

SPADINI, Lucas Mattos. **Aplicação de redes neurais artificiais estruturadas no acionamento de um motor BLDC**. 2017. 87 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Santa Catarina, Joinville, 2017.

TOPALOGLU, I. et al. Closed-Loop Speed Control of PM-BLDC Motor Fed by Six Step Inverter and Effects of Inertia Changes for Desktop CNC Machine. **Elektronika Ir Elektrotechnika**. Çankırı, p. 7-10. 12 fevereiro 2012. Disponível em: <<http://eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/3244/2261>>. Acesso em: 05 mar. 2018.

YU, Chih-hsien. A Practical Sensorless Commutation Method Based on Virtual Neutral Voltage for Brushless DC Motor. **Ieej Transactions On Electrical And Electronic Engineering: IEEJ Trans** 2017. Japão, p. 2-8. maio 2017. Disponível em: <[https://www.researchgate.net/publication/317171724\\_A\\_practical\\_sensorless\\_commutation\\_method\\_based\\_on\\_virtual\\_neutral\\_voltage\\_for\\_brushless\\_DC\\_motor](https://www.researchgate.net/publication/317171724_A_practical_sensorless_commutation_method_based_on_virtual_neutral_voltage_for_brushless_DC_motor)>. Acesso em: 03 fev. 2018.





## APÊNDICE B – Código MATLAB para Controle Trapezoidal

```

close all;
clear all;
clc;

%***** Constants and Variables initialization *****%

n = 10000000;    %simulation lenght

wm_ref = 167;    %rad/s
Tload = 0.02;    %Nm
B = 2.8142e-4;   %Nms
J = 8.7e-4;      %Kgm^2
Rs = 4.65;       %ohms
P = 4;           %polos
P_2 = P/2;       %pares de polos
Ldq = 69.7e-3;   % Ld = Lq = L-M
kt = 0.359;      %V*s/rad
t = 0.000001;    %passo de cálculo
c_360 = 2*pi;
phase = -pi/6;   %para corrigir o defasamento entre Vx e Ex,
                 %porque foi implementado com 30 de avanço.
r_on = 0.001;    %resistência quando interruptor conduz
r_off = 5000000; %resistência quando interruptor não conduz

r1 = r_off;
r2 = r_off;
r3 = r_off;
r4 = r_off;
r5 = r_off;
r6 = r_off;
aberta = 0;
conduz = 1;
estado = [aberta; aberta; aberta; aberta; aberta; aberta];

polo = 0.03668;
Kp_wm = 0.04064;
Ki_wm = Kp_wm/(polo);

```

```

V_pwm = 1;      %PWM Voltage reference
V_bus = 311;    %Bus Voltage
Fs = 5000;      %Switching frequency of inverter
Ts = 1/Fs;
gain = V_bus/V_pwm; %Gain used to bring V_ref from controller to PWM
range
Fsample = Fs/10;
delta = V_bus/r_off;
%*****
**%

for(T = 1:n)

if (T-1 > 0)

    if(T >= n/2)
        Tload = 0.32;
    end
    err_wm(T) = wm_ref - wm(T-1); %Proportional error
    err_int_wm(T) = err_int_wm(T-1) + err_wm(T)*t; %Integral error
    V_ref(T) = Kp_wm * err_wm(T) + Ki_wm * err_int_wm(T);
%controller

    x(T) = x(T-1)+t; %X axis to calculate sawtooth wave
    y(T) = Fs*x(T); %Y axis to calculate sawtooth wave
    if(x(T) <= Ts) %PWM generation using Y function and V_ref to check
if the switch will be conducting
        %Result can be seen in V_barramento
        if(y(T) <= V_ref(T-1)/gain)
            pwm_st(T) = 1;
        else
            pwm_st(T) = 0;
        end
    else
        x(T) = 0;
        y(T) = 0;
        pwm_st(T) = 0;
    end

    theta_a = theta_e(T-1); %electrical angle A, B and C

```

```
theta_b = theta_e(T-1) + (4*c_360)/6;
theta_c = theta_e(T-1) + (c_360)/3;
```

```
ea = F_theta_e(normalize_angle(theta_a));
eb = F_theta_e(normalize_angle(theta_b));
ec = F_theta_e(normalize_angle(theta_c));
```

```
Ea(T) = kt * wm(T-1) * ea;          %BEMF A, B and C
Eb(T) = kt * wm(T-1) * eb;
Ec(T) = kt * wm(T-1) * ec;
```

```
%%%%%% Six-Step Modulation %%%%%%
```

```
if(theta_e(T-1) >= pi/6 && theta_e(T-1) < pi/2)
    estado = [conduz; aberta; aberta; conduz; aberta; aberta];
elseif(theta_e(T-1) >= pi/2 && theta_e(T-1) < 150*pi/180)
    estado = [conduz; aberta; aberta; aberta; aberta; conduz];
elseif(theta_e(T-1) >= 150*pi/180 && theta_e(T-1) < 210*pi/180)
    estado = [aberta; aberta; conduz; aberta; aberta; conduz];
elseif(theta_e(T-1) >= 210*pi/180 && theta_e(T-1) < 270*pi/180)
    estado = [aberta; conduz; conduz; aberta; aberta; aberta];
elseif(theta_e(T-1) >= 270*pi/180 && theta_e(T-1) < 330*pi/180)
    estado = [aberta; conduz; aberta; aberta; conduz; aberta];
elseif(theta_e(T-1) >= 330*pi/180 && theta_e(T-1) < 2*pi)
    estado = [aberta; aberta; aberta; conduz; conduz; aberta];
elseif(theta_e(T-1) >= 0 && theta_e(T-1) < 30*pi/180)
    estado = [aberta; aberta; aberta; conduz; conduz; aberta];
end
```

```
r1 = r_off;
r2 = r_off;
r3 = r_off;
r4 = r_off;
r5 = r_off;
r6 = r_off;
```

```
if(pwm_st(T) == 0)
    estado(1) = aberta;
    estado(3) = aberta;
    estado(5) = aberta;
end
```

```

if(estado(1) == conduz)
    r1 = r_on;
end
if(estado(2) == conduz)
    r2 = r_on;
end
if(estado(1) == aberta && estado(2) == aberta)
    if(Ia(T-1) >= delta)
        r2 = r_on;
    elseif (Ia(T-1) <= -delta)
        r1 = r_on;
    end
end
end

```

```

if(estado(3) == conduz)
    r3 = r_on;
end
if(estado(4) == conduz)
    r4 = r_on;
end
if(estado(3) == aberta && estado(4) == aberta)
    if(Ib(T-1) >= delta)
        r4 = r_on;
    elseif (Ib(T-1) <= -delta)
        r3 = r_on;
    end
end
end

```

```

if(estado(5) == conduz)
    r5 = r_on;
end
if(estado(6) == conduz)
    r6 = r_on;
end
if(estado(5) == aberta && estado(6) == aberta)
    if(Ic(T-1) >= delta)
        r6 = r_on;
    elseif (Ic(T-1) <= -delta)
        r5 = r_on;
    end
end

```



end  
end

$$\begin{aligned}k1(T) &= (r1*r2)/(r1+r2); \\k2(T) &= (r3*r4)/(r3+r4); \\k3(T) &= (r5*r6)/(r5+r6); \\k4(T) &= r2/(r1+r2); \\k5(T) &= r4/(r3+r4); \\k6(T) &= r6/(r5+r6); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}Ta(T) &= Ia(T-1) * ea; \\Tb(T) &= Ib(T-1) * eb; \\Tc(T) &= Ic(T-1) * ec; \end{aligned}$$

$$Te(T) = kt*(Ta(T) + Tb(T) + Tc(T));$$

$$dIa(T) = ((-2*k1(T)*Ia(T-1))+(-2*Rs*Ia(T-1))+(k2(T)*Ib(T-1))+(Rs*Ib(T-1)))+(k3(T)*Ic(T-1))+(Rs*Ic(T-1))+((2*k4(T)*V\_bus)-(k5(T)*V\_bus)-(k6(T)*V\_bus)+(Eb(T)+Ec(T)-2*Ea(T))))*(t/(3*Ldq));$$

$$dIb(T) = ((-2*k2(T)*Ib(T-1))+(-2*Rs*Ib(T-1))+(k1(T)*Ia(T-1))+(Rs*Ia(T-1)))+(k3(T)*Ic(T-1))+(Rs*Ic(T-1))+((2*k5(T)*V\_bus)-(k4(T)*V\_bus)-(k6(T)*V\_bus)+(Ea(T)+Ec(T)-2*Eb(T))))*(t/(3*Ldq));$$

$$dIc(T) = ((-2*k3(T)*Ic(T-1))+(-2*Rs*Ic(T-1))+(k1(T)*Ia(T-1))+(Rs*Ia(T-1)))+(k2(T)*Ib(T-1))+(Rs*Ib(T-1))+((2*k6(T)*V\_bus)-(k4(T)*V\_bus)-(k5(T)*V\_bus)+(Ea(T)+Eb(T)-2*Ec(T))))*(t/(3*Ldq));$$

$$dwm(T) = (Te(T) - Tload - B*wm(T-1))*(t/J);$$

$$wm(T) = wm(T-1) + dwm(T);$$

$$dtheta\_m(T) = wm(T) * t;$$

$$theta\_m(T) = (theta\_m(T-1) + dtheta\_m(T));$$

$$theta\_m(T) = \text{normalize\_angle}(theta\_m(T));$$

$$theta\_e(T) = theta\_e(T-1) + P\_2 * dtheta\_m(T);$$

$$theta\_e(T) = \text{normalize\_angle}(theta\_e(T));$$

$$Ia(T) = Ia(T-1) + dIa(T);$$

$$Ib(T) = Ib(T-1) + dIb(T);$$

$$Ic(T) = Ic(T-1) + dIc(T);$$

$$Va(T) = Rs*Ia(T)+k4(T)*V\_bus;$$

$$Vb(T) = Rs*Ib(T)+k5(T)*V\_bus;$$

$$V_c(T) = R_s * I_c(T) + k_6(T) * V_{bus};$$

$$\text{time\_lapsed}(T) = T * t;$$

```

if(r1 == r_on)
    s1(T) = 1;
else
    s1(T) = 0;
end
if(r2 == r_on)
    s2(T) = 1;
else
    s2(T) = 0;
end
if(r3 == r_on)
    s3(T) = 1;
else
    s3(T) = 0;
end
if(r4 == r_on)
    s4(T) = 1;
else
    s4(T) = 0;
end
if(r5 == r_on)
    s5(T) = 1;
else
    s5(T) = 0;
end
if(r6 == r_on)
    s6(T) = 1;
else
    s6(T) = 0;
end
if(estado(1) == conduz)
    sw1(T) = 1;
else
    sw1(T) = 0;
end
if(estado(2) == conduz)

```

```

        sw2(T) = 1;
    else
        sw2(T) = 0;
    end
    if(estado(3)== conduz)
        sw3(T) = 1;
    else
        sw3(T) = 0;
    end
    if(estado(4)== conduz)
        sw4(T) = 1;
    else
        sw4(T) = 0;
    end
    if(estado(5)== conduz)
        sw5(T) = 1;
    else
        sw5(T) = 0;
    end
    if(estado(6)== conduz)
        sw6(T) = 1;
    else
        sw6(T) = 0;
    end
end

```

else %Variables initialization

```

dwm = zeros(n,1);
wm = zeros(n,1);
dtheta_m = zeros(n,1);
theta_m = zeros(n,1);
theta_e = zeros(n,1);
theta_m_norm = zeros(n,1);
dt = zeros(n,1);

Ea = zeros(n,1);
Eb = zeros(n,1);
Ec = zeros(n,1);
Va = zeros(n,1);
Vb = zeros(n,1);

```

```
Vc = zeros(n,1);
Ia = zeros(n,1);
Ib = zeros(n,1);
Ic = zeros(n,1);
dIa = zeros(n,1);
dIb = zeros(n,1);
dIc = zeros(n,1);
Ta = zeros(n,1);
Tb = zeros(n,1);
Tc = zeros(n,1);
Te = zeros(n,1);
time_lapsed = zeros(n,1);
V_barramento = zeros(n,1);
V_ref = zeros(n,1);
err_wm = zeros(n,1);
err_int_wm = zeros(n,1);
x = zeros(n,1);
y = zeros(n,1);
z = zeros(n,1);
q = zeros(n,1);
pwm_st = zeros(n,1);
V_ref(T) = 311;
end
end
```

## APÊNDICE C – Código MATLAB para Controle Vetorial

```

close all;
clear all;
clc;

%***** Constants and Variables initialization *****%

n = 2000000;      %simulation lenght

Tload = 0.0;      %Nm
B = 2.8142e-4;    %Nms
J = 8.7e-4;       %Kgm^2
Rs = 4.65;        %ohms
P = 4;            %polos
P_2 = P/2;        %pares de polos
Ldq = 67.6e-3;    % Ld = Lq = L-M
kt = 0.359;       % V*s/rad
t = 0.00001;      %passo de calculo
c_360 = 2*pi;
offset = 0;
a = 0;
b = 0;
c = 0;
freq = 0;
V = 0;

Kp_wm = 0.0969;
Ki_wm = 0.12117;
Kp_Idq = 10.14;
Ki_Idq = 697;

%*****
**%

for(T = 1:n)

    if (T-1 > 0)
        if(T >= 12*1000000/10)
            %      Tload = 0.2;
            wm_r(T) = 167;
            end

        if(T < 400000)
            a = a+1;
            if(a == 4000)

```

```

a = 0;
V = V + 0.1;
freq = freq + 0.2;
end

elseif(T > 400000)
c = c+1;

if(c == 200)
c = 0;
wm_ref(T) = 0.9975031210986267166*wm_ref(T-
1)+0.0012484394506866417*(wm_r(T)+wm_r(T-1)); %Pre-Filtro
err_wm(T) = wm_ref(T) - wm(T-1); %Erro
Iq_ref(T) = Iq_ref(T-1) + 0.09702117*err_wm(T) -
0.09677883*err_wm(T-1); %eq. de diferenças wm
else
wm_ref(T) = wm_ref(T-1);
err_wm(T) = err_wm(T-1);
Iq_ref(T) = Iq_ref(T-1);
end
b = b+1;
if(b == 20)
b = 0;
err_Iq(T) = Iq_ref(T) - Iq(T-1);
err_Id(T) = Id_ref(T) - Id(T-1);
Vq_ref(T) = Vq_ref(T-1) + 10.2097*err_Iq(T) - 10.0703*err_Iq(T-
1);% + Ldq*wm(T-1)*Id(T-1) + wm(T-1)*kt; %eq. de diferenças Iq
Vd_ref(T) = Vd_ref(T-1) + 10.2097*err_Id(T) - 10.0703*err_Id(T-1);
% - Ldq*wm(T-1)*Iq(T-1); %eq. de diferenças Id
else
err_Iq(T) = err_Iq(T-1);
err_Id(T) = err_Id(T-1);
Vq_ref(T) = Vq_ref(T-1);
Vd_ref(T) = Vd_ref(T-1);
end

elseif(T == 400000) %Inicializacao dos PIs
err_wm(T) = 2.68137153548973468681;
% Valor no final da rampa Iq = -0.2595A;
err_Iq(T) = 0; % Valor no final da rampa Vq = 0V;
err_Id(T) = -0.9830888; % Valor no final da rampa Vd = 9.9V;
wm_r(T) = 19.80;
wm_ref(T) = 19.80;
Iq_ref(T) = -0.09677883*err_wm(T);
Vq_ref(T) = -10.0703*err_Iq(T);

```

```

    Vd_ref(T) = -10.0703*err_Id(T);
end

theta_a = normalize_angle(theta_e(T-1));           %electrical angle A, B
and C
theta_b = normalize_angle(theta_a + (4*c_360)/6);
theta_c = normalize_angle(theta_a + (c_360)/3);

%Krishnan p.237 Permanent Magnet Synchronous Machines
Ks = [cos(theta_a) sin(theta_a);cos(theta_b) sin(theta_b); cos(theta_c)
sin(theta_c)];
dq0_to_adc = Ks*[Vd_ref(T); Vq_ref(T)];

Va_a(T) = dq0_to_adc(1);
Vb_a(T) = dq0_to_adc(2);
Vc_a(T) = dq0_to_adc(3);

ea = F_theta_e(theta_a);
eb = F_theta_e(theta_b);
ec = F_theta_e(theta_c);

Ea(T) = kt * wm(T-1) * ea;           %BEMF A, B and C
Eb(T) = kt * wm(T-1) * eb;
Ec(T) = kt * wm(T-1) * ec;

if(0)
%% % % % % SVM Modulation % % % % %
Voltage_Phase = [Va_a(T) Vb_a(T) Vc_a(T)];
min_V = min(Voltage_Phase);
max_V = max(Voltage_Phase);
V_neutral(T) = 0.5 * (max_V + min_V);
end
if(T >= 400000)
    Va(T) = Va_a(T) - V_neutral(T);
    Vb(T) = Vb_a(T) - V_neutral(T);
    Vc(T) = Vc_a(T) - V_neutral(T);
else
    Va(T) = V*sin(theta_a);
    Vb(T) = V*sin(theta_b);
    Vc(T) = V*sin(theta_c);
end

dIa(T) = (Va(T) - Rs * Ia(T-1) - Ea(T))*(t/Ldq);
dIb(T) = (Vb(T) - Rs * Ib(T-1) - Eb(T))*(t/Ldq);
dIc(T) = (Vc(T) - Rs * Ic(T-1) - Ec(T))*(t/Ldq);

```

```

Ia(T) = Ia(T-1) + dIa(T);
Ib(T) = Ib(T-1) + dIb(T);
Ic(T) = Ic(T-1) + dIc(T);

```

```

Ks_inv = (2/3)*([cos(theta_a) cos(theta_b) cos(theta_c); sin(theta_a)
sin(theta_b) sin(theta_c)]);
adc_to_dqo = Ks_inv*[Ia(T); Ib(T); Ic(T)];
Iq(T) = adc_to_dqo(2);
Id(T) = adc_to_dqo(1);
Vadc_to_dqo = Ks_inv*[Va(T); Vb(T); Vc(T)];
Vq(T) = Vadc_to_dqo(2);
Vd(T) = Vadc_to_dqo(1);

```

```

Te(T) = 1.5*P_2*kt*Iq(T);

```

```

dwm(T) = (Te(T) - Tload - B*wm(T-1))*(t/J);

```

```

if(T >= 400000)
    wm(T) = wm(T-1) + dwm(T);
else
    wm(T) = freq;
    wm_ref(T) = wm(T);
end
dtheta_m(T) = wm(T) * t;
theta_m(T) = (theta_m(T-1) + dtheta_m(T));
theta_m(T) = normalize_angle(theta_m(T));
theta_e(T) = theta_e(T-1) + P_2 * dtheta_m(T);
theta_e(T) = normalize_angle(theta_e(T));

```

```

time_lapsed(T) = T*t;

```

```

else % Variables initialization

```

```

dwm = zeros(n,1);
wm = zeros(n,1);
dtheta_m = zeros(n,1);
theta_m = zeros(n,1);
theta_m = zeros(n,1);
theta_e = zeros(n,1);
dt = zeros(n,1);
Ea = zeros(n,1);
Eb = zeros(n,1);
Ec = zeros(n,1);
Va = zeros(n,1);
Vb = zeros(n,1);

```



```

    Vc = zeros(n,1);
    Ia = zeros(n,1);
    Ib = zeros(n,1);
    Ic = zeros(n,1);
    Id = zeros(n,1);
    Iq = zeros(n,1);
    Vd = zeros(n,1);
    Vq = zeros(n,1);
    dIa = zeros(n,1);
    dIb = zeros(n,1);
    dIc = zeros(n,1);
    Te = zeros(n,1);
    time_lapsed = zeros(n,1);
    V_neutral = zeros(n,1);
    Id_ref = zeros(n,1);
    Iq_ref = zeros(n,1);
    Vd_ref = zeros(n,1);
    Vq_ref = zeros(n,1);
    err_wm = zeros(n,1);
    err_Id = zeros(n,1);
    err_Iq = zeros(n,1);
    V_alfa = zeros(n,1);
    V_beta = zeros(n,1);
    Va_a = zeros(n,1);
    Vb_a = zeros(n,1);
    Vc_a = zeros(n,1);
    ea = zeros(n,1);
    eb = zeros(n,1);
    ec = zeros(n,1);
    wm_ref = zeros(n,1);
    wm_r = zeros(n,1);
end
end

```

## APÊNDICE D – Código MATLAB *BEMF* trapezoidal não ideal

```
function trapezoidal = F_theta_e(theta)

if(theta >= 0 && theta < (pi/18))
    trapezoidal = 0;
elseif(theta >= pi/18 && theta < pi/4)
    trapezoidal = theta * (36/(7*pi)) - 2/7;
elseif(theta >= pi/4 && theta < 3*pi/4)
    trapezoidal = 1;
elseif(theta >= 3*pi/4 && theta < 17*pi/18)
    trapezoidal = -theta*(36/(7*pi)) + 34/7;
elseif(theta >= 17*pi/18 && theta < 19*pi/18)
    trapezoidal = 0;
elseif(theta >= 19*pi/18 && theta < 5*pi/4)
    trapezoidal = -theta*(36/(pi*7)) + (38/7);
elseif(theta >= 5*pi/4 && theta < 7*pi/4)
    trapezoidal = -1;
elseif(theta >= 7*pi/4 && theta < 35*pi/18)
    trapezoidal = theta*(36/(7*pi)) - 10;
elseif(theta >= 35*pi/18 && theta < 2*pi)
    trapezoidal = 0;
else
    trapezoidal = 0;
end
```

APÊNDICE E – Resultados para Controle Trapezoidal

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Torque	2.002	2.002	1.996	2.004	2.001	2.004	1.995	1.999	2.000	1.999
Motor Power	32.524	33.341	32.819	32.635	33.045	32.809	32.636	32.845	32.798	32.775
Motor Eletic Power	35.159	35.465	34.792	34.763	35.407	35.193	34.740	34.922	34.836	35.052
Inverter Power	36.844	37.162	36.452	36.434	37.098	36.877	36.407	36.577	36.510	36.726
Motor Efficiency	0,925	0,94	0,943	0,939	0,933	0,932	0,939	0,941	0,941	0,935
Inverter Efficiency	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,955	0,954	0,954
Total Efficiency	0,883	0,897	0,9	0,896	0,891	0,89	0,896	0,898	0,898	0,892

	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Torque	2.001	2.005	1.995	2.002	1.998	2.000	1.996	1.996	1.999	2.002
Motor Power	32.237	32.773	32.636	32.913	32.880	32.663	32.664	32.857	32.812	32.854
Motor Eletic Power	34.932	35.359	35.288	35.486	35.078	35.026	35.157	35.306	35.324	35.351
Inverter Power	36.621	37.060	36.990	37.195	36.767	36.716	36.851	37.004	37.027	37.056
Motor Efficiency	0,923	0,927	0,925	0,927	0,937	0,933	0,929	0,931	0,929	0,929
Inverter Efficiency	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954	0,954
Total Efficiency	0,88	0,884	0,882	0,885	0,894	0,89	0,886	0,888	0,886	0,887

	20	21	22	23	24	25
Torque	2.002	1.996	1.997	1.998	1.999	2.005
Motor Power	32.854	32.647	32.769	32.879	32.338	32.879
Motor Eletic Power	35.351	35.293	35.378	35.389	34.895	35.420
Inverter Power	37.056	36.968	37.058	37.068	36.505	37.093
Motor Efficiency	0,929	0,925	0,926	0,929	0,927	0,928
Inverter Efficiency	0,954	0,955	0,955	0,955	0,956	0,955
Total Efficiency	0,887	0,883	0,884	0,887	0,886	0,886

		STD. DEV.
Motor AVG	93,172%	0,602439%
Inverter AVG	95,428%	0,054160%
Total AVG	88,916%	0,576397%

APÊNDICE F – Resultados para Controle Vetorial e modulação Senoidal

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
<b>Torque</b>	1.997	1.998	2.003	1.999	1.996	1.995	2.003	2.004	1.999	1.999
<b>Motor Power</b>	32.605	32.710	32.538	32.670	32.759	32.102	31.345	32.747	32.742	32.785
<b>Motor Eletic Power</b>	34.337	34.391	34.377	34.441	34.736	34.234	33.253	34.892	34.955	34.794
<b>Inverter Power</b>	36.854	36.904	36.892	36.964	37.267	36.744	35.729	37.436	37.505	37.332
<b>Motor Efficiency</b>	0,95	0,951	0,946	0,949	0,943	0,938	0,943	0,939	0,937	0,942
<b>Inverter Efficiency</b>	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,931	0,932	0,932	0,932
<b>Total Efficiency</b>	0,885	0,886	0,882	0,884	0,879	0,874	0,877	0,875	0,873	0,878

	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
<b>Torque</b>	2.003	2.004	2.001	2.005	2.000	2.003	1.996	1.997	2.002	2.003
<b>Motor Power</b>	32.444	32.697	32.725	33.070	32.488	32.663	32.674	32.578	32.230	32.626
<b>Motor Eletic Power</b>	34.046	34.351	34.315	34.682	34.253	34.263	34.255	34.275	34.274	34.532
<b>Inverter Power</b>	36.539	36.857	36.822	37.209	36.764	36.772	36.762	36.785	36.786	37.051
<b>Motor Efficiency</b>	0,953	0,952	0,954	0,954	0,948	0,953	0,954	0,95	0,94	0,945
<b>Inverter Efficiency</b>	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932	0,932
<b>Total Efficiency</b>	0,888	0,887	0,889	0,889	0,884	0,888	0,889	0,886	0,876	0,881

	21	22	23	24	25
<b>Torque</b>	1.999	1.996	1.996	1.999	1.997
<b>Motor Power</b>	33.038	32.567	32.941	32.696	32.310
<b>Motor Eletic Power</b>	34.828	34.677	34.835	34.540	34.181
<b>Inverter Power</b>	37.327	37.172	37.344	37.034	36.668
<b>Motor Efficiency</b>	0,949	0,939	0,946	0,947	0,945
<b>Inverter Efficiency</b>	0,933	0,933	0,933	0,933	0,932
<b>Total Efficiency</b>	0,885	0,876	0,882	0,883	0,881

		<b>STD. DEV.</b>
<b>Motor AVG</b>	94,696%	0,557167%
<b>Inverter AVG</b>	93,213%	0,045770%
<b>Total AVG</b>	88,252%	0,521248%

APÊNDICE G – Resultados para Controle Vetorial e SVM

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
<b>Torque</b>	1.998	2.003	1.997	1.995	1.998	2.004	2.004	1.996	1.998	1.998
<b>Motor Power</b>	32.065	32.243	32.193	32.275	32.189	32.261	32.422	32.163	32.204	32.205
<b>Motor Eletic Power</b>	34.187	34.458	34.307	34.411	34.427	34.439	34.448	34.112	34.244	34.238
<b>Inverter Power</b>	36.726	37.004	36.856	36.905	36.978	36.989	37.005	36.649	36.790	36.785
<b>Motor Efficiency</b>	0,938	0,936	0,938	0,938	0,935	0,937	0,941	0,943	0,94	0,941
<b>Inverter Efficiency</b>	0,931	0,931	0,931	0,932	0,931	0,931	0,931	0,931	0,931	0,931
<b>Total Efficiency</b>	0,873	0,871	0,873	0,875	0,87	0,872	0,876	0,878	0,875	0,876

	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
<b>Torque</b>	2.001	1.999	2.005	1.995	1.999	2.005	1.998	2.003	1.999	1.999
<b>Motor Power</b>	32.408	32.059	32.547	32.146	32.729	31.643	32.201	32.310	32.263	32.356
<b>Motor Eletic Power</b>	34.088	33.945	34.353	34.112	34.360	33.539	34.202	34.402	34.399	34.440
<b>Inverter Power</b>	36.611	36.463	36.888	36.638	36.868	36.032	36.736	36.946	36.941	36.982
<b>Motor Efficiency</b>	0,951	0,944	0,947	0,942	0,953	0,943	0,941	0,939	0,938	0,939
<b>Inverter Efficiency</b>	0,931	0,931	0,931	0,931	0,932	0,931	0,931	0,931	0,931	0,931
<b>Total Efficiency</b>	0,885	0,879	0,882	0,877	0,888	0,878	0,877	0,875	0,873	0,875

	21	22	23	24	25
<b>Torque</b>	2.000	1.998	2.004	2.002	1.997
<b>Motor Power</b>	32.276	31.621	32.271	32.217	32.120
<b>Motor Eletic Power</b>	33.912	33.624	34.430	34.355	34.264
<b>Inverter Power</b>	36.408	36.102	36.953	36.875	36.778
<b>Motor Efficiency</b>	0,952	0,94	0,937	0,938	0,937
<b>Inverter Efficiency</b>	0,931	0,931	0,932	0,932	0,932
<b>Total Efficiency</b>	0,887	0,876	0,873	0,874	0,873

		<b>STD. DEV.</b>
<b>Motor AVG</b>	94,122%	0,512531%
<b>Inverter AVG</b>	93,122%	0,042174%
<b>Total AVG</b>	87,652%	0,487917%